

538,921

10/538921

(12)特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局(43) 国際公開日
2004年6月24日 (24.06.2004)

PCT

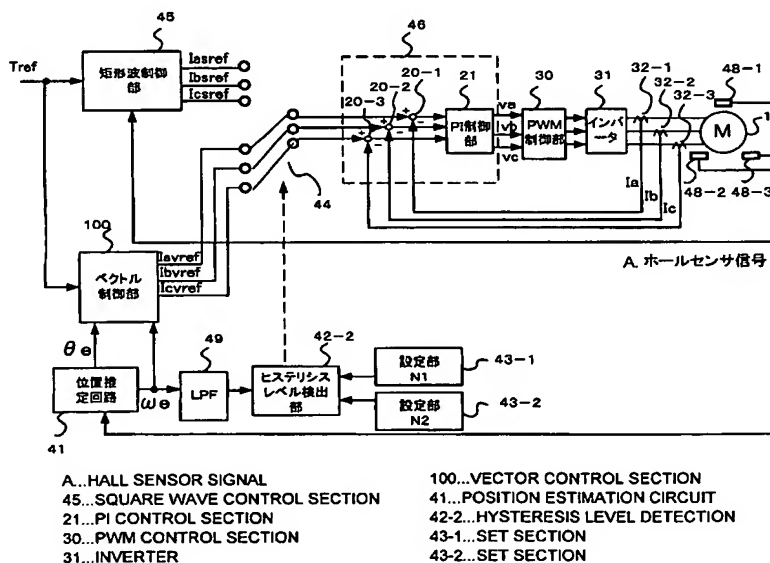
(10) 国際公開番号
WO 2004/054086 A1

- (51) 国際特許分類: H02P 7/63, 21/00
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2003/015900
- (22) 国際出願日: 2003年12月11日 (11.12.2003)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願2002-360426 2002年12月12日 (12.12.2002) JP
特願2003-15740 2003年1月24日 (24.01.2003) JP
- (71) 出願人(米国を除く全ての指定国について): 日本精工株式会社 (NSK LTD.) [JP/JP]; 〒141-8560 東京都品川区大崎1丁目6番3号 Tokyo (JP). NSKステアリングシステムズ株式会社 (NSK STEERING SYSTEMS CO., LTD.) [JP/JP]; 〒141-8560 東京都品川区大崎1丁目6番3号 Tokyo (JP).
- (72) 発明者; および
- (75) 発明者/出願人(米国についてのみ): タカオ ミン (TA CAO, Minh) [VN/JP]; 〒371-8527 群馬県前橋市鳥羽町78番地 NSKステアリングシステムズ株式会社内 Gunma (JP). 江春浩 (JIANG, ChunHao) [CN/JP]; 〒371-8527 群馬県前橋市鳥羽町78番地 NSKステアリングシステムズ株式会社内 Gunma (JP). 遠藤修司 (ENDO, Shuji) [JP/JP]; 〒371-8527 群馬県前橋市鳥羽町78番地 NSKステアリングシステムズ株式会社内 Gunma (JP).
- (74) 代理人: 安形 雄三 (AGATA, Yuzo); 〒107-0052 東京都港区赤坂2丁目13番5号 Tokyo (JP).
- (81) 指定国(国内): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK,

[続葉有]

(54) Title: MOTOR DRIVE-CONTROLLING DEVICE AND ELECTRIC POWER-STEERING DEVICE

(54) 発明の名称: モータ駆動制御装置および電動パワーステアリング装置



(57) Abstract: A motor drive-controlling device and an electric power-steering device using the same. The motor drive-controlling device can perform vector control of a motor even when a motor position sensor, such as a Hall sensor, which cannot output an accurate and detailed rotational angle signal when the motor rotates at a low speed is used. Further, the device can reliably perform field-weakening control even when the motor position sensor etc. have detection errors, and can provide motor output with a reduced torque ripple.

(57) 要約: 本発明は、ホールセンサのようなモータの低速回転時に正確で詳細な回転角度信号を出力できないモータ位置検出センサを用いてもモータをベクトル制御でき、また、モータ位置検出センサなどの検出誤差が存在しても確実に弱め界磁制御ができ、トルクリップルの少ないモータ出力を期待できるモータ駆動装置およびそれを用いた電動パワーステアリング装置を提供する。

BEST AVAILABLE COPY

WO 2004/054086 A1



DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

- (84) 指定国 (広域): ARIPO 特許 (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア特許 (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ特許 (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, RO, SE, SI, SK,

TR), OAPI 特許 (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

- 国際調査報告書
- 請求の範囲の補正の期限前の公開であり、補正書受領の際には再公開される。

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

明 細 書

モータ駆動制御装置および電動パワーステアリング装置

5 技術分野

本発明は、電動パワーステアリング装置に用いるに最適なモータ駆動制御装置の改良並びにそれを用いた電動パワーステアリング装置に関する。

10 背景技術

従来、電動パワーステアリング装置に使用されるモータの駆動制御方式、例えばモータの駆動制御方式として、ロータの回転位置に基づいて、制御器からインバータを介して回転磁界を発生させ、ロータの回転を駆動制御させるようにしたベクトル制御が採用される。すなわち、ベクトル制御は、ロータの外周面に所定角度の間隔で配された複数の励磁コイルに、ロータ位置に応じて制御回路によって各励磁コイルの励磁を順次切り換えることにより、ロータの回転駆動を制御するようになっている。

この種のベクトル制御は、例えば特開 2001-18822 などに開示されている。第 1 図は、ベクトル制御によるモータ 56 の駆動制御の一例を示すブロック構成である。

第 1 図において、モータ 56 の制御指令値を決定する指令電流決定部 51 から、PI 制御部 52、2 相 / 3 相座標変換部 53、PWM 制御部 54、インバータ 55 を介してモータ 56 に至る指令信号の主経路が形成されている。また、インバータ 55 とモータ 56 との間に電流センサ 571、572 が配され、これら電流センサ 571、572 で検出されたモータ電流を 3 相 / 2 相座標変換部 59 で 2 相に変換し、2 相電流成分 I_q 、

I_d を指令電流決定部51とPI制御部52との間に配された減算部581, 582にフィードバックさせるフィードバック経路が形成されている。

この制御系により、指令電流決定部51では、トルクセンサで検出されたトルク指令値 T_{ref} や、位置検出センサ11で検出されたロータの回転角度 θ と電気角速度 ω を受け、電流指令値 I_{dref} 、 I_{qref} が決定される。これらの電流指令値 I_{dref} 、 I_{qref} は、フィードバック経路の3相/2相座標変換部59で2相に変換された2相電流成分 I_d 、 I_q に変換されたフィードバック電流によって補正される。即ち、2相電流成分 I_d 、 I_q と、電流指令値 I_{dref} 、 I_{qref} との誤差が、減算部581、582で演算される。その後、PI制御部521、522で、PWM制御のデューティを示す信号がd、q成分の形で V_d 、 V_q として算出され、2相/3相変換部53によって、d、q成分から、各相成分 V_a 、 V_b 、 V_c に逆変換される。そして、インバータ55は、3相の指令値 V_a 、 V_b 、 V_c に基づいてPWM制御され、モータ56にインバータ電流が供給されてモータ56の回転を制御するようになっている。

なお、61は車速センサ回路で、62は感応領域判定回路で、63は係数発生回路で、64は基本アシスト力計算回路で、65は戻り力計算回路で、66は電気角変換で、67は角速度変換で、68は非干渉制御補正值計算である。

上述のようなベクトル制御の場合、トルク指令値 T_{ref} および電気角速度 ω 、回転角 θ に基づいて電流指令値 I_{dref} 、 I_{qref} が決定される。また、モータ56のフィードバック電流 I_u 、 I_v 、 I_w が I_d 、 I_q に変換され、その後、2相電流成分 I_d および I_q と、電流指令値 I_{dref} および I_{qref} との誤差が演算され、その誤差がPI制御による電流制御を実行することによってインバータへの指令値 V

d、 V_q が求められる。そして、指令値 V_d 、 V_q が2相/3相座標変換部53で再び3相の指令値 V_a 、 V_b 、 V_c に逆変換されインバータ55が制御され、モータ56の駆動制御を行うようになっている。

5 また、電動パワーステアリング装置に使用されるモータは一般的なものは永久磁石同期モータ(PMSM)であり、永久磁石同期モータは3相正弦波電流で駆動されている。また、モータを駆動する制御方式としては、ベクトル制御と称する制御方式が広く使用されている。しかし、電動パワーステアリング装置の小型化の要望が強く、小型化に適したモータとしてブラシレスDCモータを用いる傾向にある。

10 このような状況の下での従来の電動パワーステアリング装置用モータのベクトル制御方式を用いたモータ駆動制御装置について第2図を用いて説明する。

その構成はモータ1の電流を制御する電流指令値部200の後に、指令値 I_{avref} 、 I_{bvref} 、 I_{cvref} とモータ電流 I_a 、 I_b 、 I_c との誤差を検出する減算部20-1、20-2、20-3と、
15 減算部20-1、20-2、20-3からの各誤差信号を入力するPI制御部21と、PI制御部21からの3相の指令値 V_a 、 V_b 、 V_c を入力するPWM制御部30と、直流を交流に変換するインバータ31とを介してモータ1に至る主経路が接続されている。インバータ31とモータ
20 1の間にはモータ電流 I_a 、 I_b 、 I_c を検出する電流検出路32-1、32-2、32-3が配され、検出されたモータ電流が減算部20-1、20-2、20-3へフィードバックされるフィードバック制御の構成となっている。

次に、ベクトル電流指令値演算部100について説明する。まず、その
25 入力に関して、図示しないトルクセンサーで検出されたトルクから算出された指令値 T_{ref} とレゾルバなどの位置検出センサ11で検出さ

れたモータのロータ位置を示すロータの回転角度 θ_e と微分部 24 で演算された電気角速度 ω_e を入力としている。ここでモータの機械角速度 ω_m と電気角速度 ω_e とは $\omega_m = \omega_e / P$ の関係にある。ただし、 P はモータ 1 の極対数である。よって、この場合、角速度検出回路は位置検出センサ 11 と微分回路 24 とで構成されていることになる。そして、電気角速度 ω_e とロータの回転角度 θ_e を入力とし、換算部 101 で逆起電圧 e_a, e_b, e_c を算出する。次に、3相／2相変換部 102 で d 軸、q 軸成分である e_d, e_q に変換し、この d 軸成分電圧 e_d 、q 軸成分電圧 e_q をを入力として q 軸指令電流算出部 108 で q 軸の電流指令値 I_{qref} が算出される。ただし、この場合、d 軸の電流指令値 $I_{dref} = 0$ として演算される。即ち、モータの出力方程式において、

$$T_{ref} \times \omega_m = 3/2 (e_d \times I_d + e_q \times I_q) \quad \dots (1)$$

$I_d = I_{dref} = 0$ を入力すると、

$$I_q = I_{qref} = 2/3 (T_{ref} \times \omega_m / e_q) \quad \dots (2)$$

として算出される。電流指令値 $I_{avref}, I_{bvref}, I_{cvref}$ は、q 軸指令電流算出部 108 からの電流指令値 I_{qref} と後述する進角制御の進角 Φ に基づいて算出される。即ち、q 軸指令電流算出部 108 は進角算出部 107 で算出された角度 Φ と I_{qref} を入力し、2相／3相変換部 104 にて電流指令値 $I_{avref}, I_{bvref}, I_{cvref}$ が算出される。

なお、 $\Phi = \arccos(\omega_b / \omega_m)$ 或いは $\Phi = K(1 - (\omega_b / \omega_m))$ などの関数が経験的に用いられる（“ \arccos ” は \cos^{-1} を表わす）。なお、モータのベース角速度 ω_b とは、弱め界磁制御を用いずにモータを駆動させた際のモータの限界角速度である。

第 1 図のようなベクトル制御を用いたモータ駆動装置には、モータ 1 が低速回転の時もモータの位置を正しく検出するために、特開 2001

ー 1 8 7 5 7 8 にも記載があるように位置検出センサ 1 1 としてレゾルバやエンコーダを用いる必要がある。正しく位置検出ができない状態でベクトル制御するとモータのトルクリップルが大きくなり、電動パワーステアリング装置としてはハンドルの操舵に振動などの違和感を感じたり、モータ騒音が大きいなどの不具合が発生する。言い換えると、ベクトル制御を用いてモータを制御するためには、モータの位置を正しく検出する必要があるが、レゾルバやエンコーダは高価な部品であるために電動パワーステアリング装置を安価に製作するときの障害となる。

また、進角制御により弱め界磁制御を開始する判断は、上述した式である $\Phi = a \cos(\omega_b / \omega_m)$ などを利用して、モータ 1 の検出速度であるモータの角速度 ω_m がベース角速度 ω_b より大きくなれば、進角制御の実行を開始するという手順を取っている。しかし、ここで検出された角速度 ω_m には、ロータの位置検出センサの一例であるレゾルバやエンコーダの検出誤差が含まれている。さらに、最近では、ロータの位置検出を安価にするため、ホールセンサを利用した位置検出センサが利用され、レゾルバなどに比べ、より大きい誤差を含む可能性が大きくなってきている。

その結果、本来、すでに、弱め界磁制御を実行する必要があるのに、ロータの位置検出センサの検出誤差やモータ駆動制御装置の制御処理の途中で発生する計算誤差などにより、弱め界磁制御が実行されない場合がある。そのため、高速回転時に、モータ端子電圧が飽和して電流指令値にモータ電流が追従できず、トルクリップルが大きくなったり、モータ騒音も大きくなり、電動パワーステアリング装置としては、急速なハンドル操舵時に、ハンドルを通して異常な振動を感じたり、モータ騒音を引起し運転手に不快感を与えたりして好ましくなかった。

さらに、ロータの位置検出に、レゾルバやエンコーダと比較して低価

格であるホールセンサを用いるとロータの回転が低速になった時に、モータの角速度 ω_m やロータの回転角度 θ_e が正しく検出できないために、トルクリップルの少ないベクトル制御を用いることができないという問題があった。

5

本発明は上述のような事情よりなされたものであり、本発明の目的は、安価な位置検出センサから構成されるモータ位置推定回路を用いるにも関わらず、モータ制御として優れたベクトル制御を利用できるモータ駆動制御装置を提供し、電動パワーステアリング装置にあっては、ハンドル操作が通常のハンドル操作であっても、緊急避難のための高速切替え操舵であっても、ハンドル操舵に違和感のない、またモータ騒音が大きくない電動パワーステアリング装置を提供することにある。

更に本発明の目的は、ロータの位置検出センサの検出誤差やモータ駆動制御装置の制御計算誤差などがあっても、モータの高速回転時にモータ端子電圧が飽和を起こす前に、弱め界磁制御に切替えられ、その結果、トルクリップルが小さく、モータ騒音も小さい、また、電動パワーステアリング装置にあっては、ハンドルの急速な操舵時にも、騒音も小さく、ハンドル操作が滑らかに追従できるモータ駆動制御装置および電動パワーステアリング装置を提供することにある。また、ロータの位置検出にホールセンサを用いても、ブラシレスDCモータのベクトル制御を可能とするモータ駆動制御装置および電動パワーステアリング装置を提供することにある。

発明の開示

25 本発明は、3以上の相を有するモータのモータ駆動制御部に関するもので、本発明の上記目的は、前記モータの回転速度および前記モータの

ロータ位置を算出するモータ位置推定回路と、前記モータ位置推定回路から算出されたモータの回転速度およびロータ位置に基づきベクトル制御するベクトル制御部と、前記モータを矩形波制御する矩形波制御部と、前記2つの制御部を切り替えるための切替えスイッチと、前記切替えスイッチの切替えの判定基準となる設定回転速度 N を有するレベル検出部と、を具備し、前記モータ位置推定回路から算出されたモータの回転速度が前記設定回転速度 N より高速の時は、前記ベクトル制御部で制御し、前記設定回転速度 N より低速の時は、前記矩形波制御部で制御するように前記切替えスイッチを切り替えて制御することによって達成される。

また、本発明の上記目的は、前記レベル検出部は、前記設定回転速度が異なる設定回転速度 N_1 および N_2 （ただし $N_1 > N_2$ ）から成り、前記モータの回転速度が上昇過程において前記設定回転速度 N_1 を越えて高速の時は、前記矩形波制御部から前記ベクトル制御部で制御するように前記切替えスイッチを切り替え、前記モータの回転速度が下降過程において前記設定回転速度 N_2 を越えて低速の時は、前記ベクトル制御部から前記矩形波制御部で制御するように前記切替えスイッチを切り替えるようなヒステリシス特性を有することによって、より効果的に達成される。

また、本発明の上記目的は、前記モータ位置推定回路が少なくともホールセンサを用いて構成されることによって、或いは、前記モータがブラシレスDCモータであることによって、或いは、前記モータの電流が矩形波電流であることによって、或いは、前記モータ駆動制御装置が用いられる電動パワーステアリング装置によって、より効果的に達成される。

更に、本発明は、モータをベクトル制御するための d 軸電流指令値 I

d r e f を算出する d 軸指令電流算出部と、q 軸電流指令値 I q r e f を算出する q 軸指令電流算出部と、少なくとも前記モータの機械角速度 ω_m を検出する角速度検出回路と、を有するモータ駆動制御装置に関するもので、本発明の上記目的は、前記モータのベース角速度 ω_b に α (ただし $0 < \alpha < 1$) を乗じた角速度 ($\alpha \times \omega_b$) より前記機械角速度 ω_m が高速である場合に、前記 d 軸電流指令値 I d r e f は、前記モータのトルク指令値 T r e f、前記角速度 ($\alpha \times \omega_b$) および前記機械角速度 ω_m とから導かれることごとによって達成される。

また、本発明の上記目的は、前記角速度検出回路がホールセンサを構成要素とする場合、前記モータの機械角速度 ω_m および前記モータのロータ位置を算出する角速度検出回路と、前記角速度検出回路から算出されたモータの角速度 ω_m およびロータ位置に基づきベクトル制御するベクトル制御部と、前記モータを矩形波制御する矩形波制御部と、前記 2 つの制御部を切り替えるための切替えスイッチと、前記切替えスイッチの切替えの判定基準となる設定角速度を有するレベル検出部とを有し、前記角速度検出回路から算出されたモータの角速度 ω_m が前記設定角速度より高速の時は、前記ベクトル制御部で制御し、前記設定角速度より低速の時は、前記矩形波制御部で制御するように前記切替えスイッチを切り替えて制御することによって、より効果的に達成される。

また、本発明の上記目的は、前記モータが 3 以上の相を有するブラシレス D C モータであることによって、或いは、前記ブラシレス D C モータのモータの電流波形又は逆起電圧波形が矩形波若しくは疑似矩形波である、或いは、前記モータ駆動制御装置が用いられた電動パワーステアリング装置によって、より効果的に達成される。

図面の簡単な説明

第 1 図は、従来のレゾルバなどを用いた制御ブロック図である。

第 2 図は、従来の弱め界磁制御を用いた制御ブロック図である。

第 3 図は、本発明の制御対象であるブラシレス D C モータの一例を示す断面構造図である。

5 第 4 図は、本発明に係るモータの回転速度によって制御方式が切り替わる制御系の一例を示すブロック図である。

第 5 図は、本発明に係る電流指令値の演算の一例を示すブロック図である。

10 第 6 図は、本発明に係るモータの回転速度によって制御方式が切り替わる制御系の他の実施例を示すブロック図である。

第 7 図は、本発明に係るモータの回転速度によってヒステリシス特性をもって切り替わる制御系の一例を示すブロック図である。

第 8 図は、ブラシレス D C モータのロータ位置検出の原理を示す図である。

15 第 9 図は、本発明を適用する矩形波モータに通電する電流波形および逆起電圧波形の一例を示す図である。

第 10 図は、本発明に係る弱め界磁制御を適用した制御系の一例を示すブロック図である。

20 第 11 図は、本発明の弱め界磁制御のための d 軸電流演算の一例を示すブロック図である。

第 12 図は、本発明の弱め界磁制御の効果の一例を示す図である。

第 13 図は、本発明の弱め界磁制御とモータの回転速度によって制御方式が切り替わる制御系の組み合わせの一例を示すブロック図である。。

25 第 14 図は、弱め界磁制御と制御方式の切替えの組み合わせた効果の一例を示す図である。

発明を実施するための最良の形態

以下、図面を参照しながら、第 1 の発明の実施形態を説明する。

本実施形態では、3 相ブラシレス D C モータに適用した場合を例として説明するが、本発明はこれに限定されるものではなく、他のモータについて同様に本発明を適用することができる。

第 3 図において、本発明の実施例に係る 3 相ブラシレス D C モータ 1 は、円筒形のハウジング 2 と、このハウジング 2 の軸心に沿って配設され、軸受 3 a、3 b により回転自在に支持された回転軸 4 と、この回転軸 4 に固定されたモータ駆動用の永久磁石 5 と、この永久磁石 5 を包囲するようにハウジング 2 の内周面に固定され、かつ 3 相の励磁コイル 6 a、6 b および 6 c が巻き付けられた固定子（以下、ステータという）6 とを具備し、回転軸 4 および永久磁石 5 によって回転子（以下、ロータという）7 を構成している。このロータ 7 の回転軸 4 の一端近傍には、位相検出用のホールセンサ 4 8 - 1、4 8 - 2、4 8 - 3 が設置されている。

そして、モータ 1 の駆動制御は、矩形波電流（或いは台形波電流）を用いて制御する。ここで、矩形波電流で制御するのは、正弦波電流と比較すると、電流ピーク値が同じであれば、矩形波電流の方が実効値が大きくなるため、大きな出力値（パワー）を得ることができる。その結果、同性能のモータを製作する場合、制御信号として矩形波を用いた方が、モータの小型化を図れるという長所がある。その反面、矩形波電流による制御は、正弦波電流による制御に比べて、トルクリップルを小さくするのが困難であるという短所もある。

このような条件の下での、上述した課題を解決するための本発明の実施例を第 4 図を用いて説明する。

本発明のポイントを述べると、エンコーダやレゾルバと比較して分解能の極めて低い安価なホールセンサなどを用い、かつホールセンサの数も少なく構成していることが一つのポイントである。別のポイントはモータの回転数が高速の時はホールセンサにより構成されたモータ位置推定回路であっても比較的正しくロータの位置を推定できるのでベクトル制御を用い、回転数が低速になり、ホールセンサより得られる時間当たりの信号が少なくなり位置推定の誤差が大きくなった時は、モータの位置推定を必要としない、例えば120度通電制御などの矩形波制御に切り替えて制御するということである。

以下、第4図を用いて、まず本発明の実施例の構成について説明する。第4図において、モータ1には3個のホールセンサ48-1, 48-2, 48-3が配されており、該ホールセンサからのホール信号が位置推定回路41に入力される。このホールセンサ48-1, 48-2, 48-3と位置推定回路41とでモータ位置推定回路を構成している。このモータ位置推定回路は従来より色々提案されており、例えば、特開2002-272163などに記載されている。このモータ位置推定回路の性能により後述するモータ1の切替え回転速度が決定される。次に位置推定回路41からの出力信号である、前記モータの回転速度としてのモータ1の電気角速度 ω_e 、およびロータ位置としてのロータ7の回転角度 θ_e がベクトル制御部100に入力される。また、モータ1の電気角速度 ω_e はローパスフィルタ（以下LPFと記す）49を介してレベル検出部42に入力される。レベル検出部42には検出基準となる設定回転速度Nを示す設定部43の信号も入力される。

一方、矩形波制御部45には、ホールセンサ48-1, 48-2, 48-3より直接信号が入力され、位置推定回路41の出力が使用されていない点に注目すべきである。つまり、モータ1の回転速度が低速にな

って位置推定回路 4 1 の出力誤差が大きくなっても矩形波制御部 4 5 は影響を受けないことである。

一方、モータ 1 を制御する電流指令値 $I_{a\text{ref}}$, $I_{b\text{ref}}$, $I_{c\text{ref}}$ を算出する回路としてはベクトル制御部 1 0 0 の他に、矩形波制御部 4 5 が配され、前記レベル検出部 4 2 の切替え信号により前記ベクトル制御部 1 0 0 の算出した電流指令値 $I_{av\text{ref}}$, $I_{bv\text{ref}}$, $I_{cv\text{ref}}$ と矩形波制御部 4 5 の算出した電流指令値 $I_{as\text{ref}}$, $I_{bs\text{ref}}$, $I_{cs\text{ref}}$ を選択する切替えスイッチ 4 4 が配され、切替えスイッチ 4 4 の出力は電流制御部 4 6 に入力されている。電流制御部 4 6 の出力が PWM 制御部 3 0 の入力となり、PWM 制御部 3 0 の後にインバータ 3 1 が、インバータ 3 1 の後にモータ 1 が配されている。なお、モータ 1 とインバータ 3 1 の間に電流検出回路 3 2 - 1, 3 2 - 2, 3 2 - 3 が配され、モータ電流 I_a , I_b , I_c を検出し、電流制御部 4 6 にフィードバック制御されている。

ここで矩形波制御部 4 5 とベクトル制御部 1 0 0 の内部構成であるが、矩形波制御部 4 5 は従来より良く知られており、例えば特願 2 0 0 1 - 1 6 8 1 5 1 にも記載されている。そして、矩形波制御の特徴としてホールセンサ信号を用い、ロータの位置推定を必要としないので、ホールセンサによる位置推定誤差が大きくなっても矩形波制御に問題はない。

一方、ここで用いるベクトル制御部は上述したブラシレス DC モータを矩形波で制御した時にトルクリプル制御に優れたベクトル制御なので、以下、第 5 図を用いて詳細に説明する。

ベクトル制御部 1 0 0 において、ベクトル制御の優れた特性を利用してベクトル制御 d、q 成分の電流指令値 $I_{d\text{ref}}$, $I_{q\text{ref}}$ を決定した後、この電流指令値 $I_{d\text{ref}}$, $I_{q\text{ref}}$ を各相電流指令値 $I_{a\text{ref}}$, $I_{b\text{ref}}$, $I_{c\text{ref}}$ に変換するとともに、フィードバック

制御部で d 、 q 制御ではなく、全て相制御で閉じるような構成にした。
よって、電流指令値 $I_{a\text{ref}}$ 、 $I_{b\text{ref}}$ 、 $I_{c\text{ref}}$ を算出する段階ではベクトル制御の理論を利用しているので、本制御方式を擬似ベクトル制御 (Pseudo Vector Control。以下、PVC 制御と記す) と呼ぶ。

この PVC 制御を用いたモータ駆動制御装置は、第 5 図に示すように、ベクトル制御部からの電流指令値 $I_{av\text{ref}}$ 、 $I_{bv\text{ref}}$ 、 $I_{cv\text{ref}}$ とモータ相電流 I_a 、 I_b 、 I_c とに基づいて各相電流誤差を求める減算部 20-1、20-2、20-3 および比例積分制御を行う PI 制御部 21 とを備え、PWM 制御部 30 の PWM 制御によってインバータ 31 からモータ 1 に各相指令電流が供給され、モータ 1 の回転駆動を制御するようになっている。

なお、電流制御部 46 は、前記モータの各相の相電流指令値 $I_{av\text{ref}}$ 、 $I_{bv\text{ref}}$ 、 $I_{cv\text{ref}}$ とモータ相電流 I_a 、 I_b 、 I_c とから各相電流誤差を求める減算部 20-1、20-2、20-3 とその各相電流誤差を入力とする PI 制御部 21 から構成されている。また、インバータ 31 とモータ 1 との間に、モータ電流検出回路として電流検出回路 32-1、32-2、32-3 が配され、該電流検出回路 32-1、32-2、32-3 でそれぞれ検出したモータの各相電流 I_a 、 I_b 、 I_c を減算部 20-1、20-2、20-3 に入力するフィードバック制御が形成されている。

そして、ベクトル制御部 100 は、各相逆起電圧算出部としての換算部 101 と、 d 、 q 電圧算出部としての 3 相 / 2 相変換部 102 と、 q 軸電流指令値 $I_{q\text{ref}}$ を算出する q 軸指令電流算出部 103 と、各相電流指令算出部としての 2 相 / 3 相変換部 104 と、 d 軸電流指令値 $I_{d\text{ref}}$ を算出する d 軸指令電流算出部 105 とトルク指令値 T_{ref}

- から該モータのベース角速度 ω_b を換算する換算部106とを備え、位置推定回路41によって算出されたロータ7の回転角度 θ_e と電気角速度 ω_e とからなるロータ位置検出信号と、図示しないトルクセンサで検出されたトルクに基づいて決定されたトルク指令値 T_{ref} とを受け、
- 5 ベクトル制御によって演算された各相の電流指令値 I_{aref} , I_{br}
 $e f$, I_{cref} が出力されるようになっている。

このような制御ブロック構成により、モータ1の駆動制御は以下のように行われる。

- 10 まず、ベクトル制御部100で、位置推定回路41より得られたロータの回転角度 θ_e と電気角速度 ω_e とを受け、換算部101の換算表に基づいて、各相の逆起電圧 e_a 、 e_b 、 e_c が算出される。次に、逆起電圧 e_a 、 e_b 、 e_c は、d-q電圧算出部としての3相/2相変換部102で、(3)式および(4)式に基づいて、d、q成分の逆起電圧 e_d 、 e_q に変換される。

15

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = C1 \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}$$

.....(3)

$$C1 = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} -\cos(\theta_e) & -\cos(\theta_e - 2\pi/3) & -\cos(\theta_e + 2\pi/3) \\ \sin(\theta_e) & \sin(\theta_e - 2\pi/3) & \sin(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad \dots \dots (4)$$

また、d軸電流 I_{dref} は、角速度 ω_b 、 ω_e 、およびトルク指令値 T_{ref} を入力として、 I_{dref} 算出部 105 で算出される。ただし、 K_t はトルク係数ある。また、 ω_b はモータのベース角速度であり、
 5 このベース角速度 ω_b はトルク指令値 T_{ref} を入力として換算部 106 で求めている。

よって、d軸電流指令値 I_{dref} は、(5) 式で算出される。

$$I_{dref} = -|T_{ref}/K_t| \cdot \sin(\arccos(\omega_b/\omega_m)) \dots \dots (5)$$

- 10 (5) 式で表わされるように、d軸電流指令値 I_{dref} はモータの回転速度 ω_m によって変化するため、高速度回転時の制御が可能である。

一方、q軸電流 I_{qref} は、q軸指令電流算出部 103 によって、逆起電圧 e_d 、 e_q 、 ω_e および d軸電流指令値 I_{dref} を入力として、(6) 式に基づいて算出される。即ち、

$$15 \quad I_{qref} = 2/3 (T_{ref} \times \omega_m - e_d \times I_{dref}) / e_q \dots \dots (6)$$

ここで ω_m はモータの機械角速度、 ω_e は電気角速度、 P はロータの極対数で $\omega_e = \omega_m \times P$ である。

- 上記の式に表わされるように q軸電流指令値 I_{qref} は、モータの出力は電力に相当するというモータの出力方程式から導びかれているため、
 20 即座に演算ができる。従って、トルクリップルを最小にする制御が可能となる。

この電流指令値 I_{dref} 、 I_{qref} は、各相電流指令値に変換するための 2 相 / 3 相変換部 104 で、(7) 式を用いて、各相の電流指令値 I_{avref} 、 I_{bvref} 、 I_{cvref} に変換される。この添え字は、例えば、 I_{avref} の $avref$ は、ベクトル制御によって決定された a 相の電流指令値が表わされる。

なお、行列式 C2 は (8) 式に示すようにモータの回転角度 θ_e によって決定される定数である。

$$\begin{bmatrix} I_{avref} \\ I_{bvref} \\ I_{cvref} \end{bmatrix} = C2 \begin{bmatrix} I_{dref} \\ I_{qref} \end{bmatrix}$$

10 (7)

$$C2 = \begin{bmatrix} -\cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) \\ -\cos(\theta_e - 2\pi/3) & \sin(\theta_e - 2\pi/3) \\ -\cos(\theta_e + 2\pi/3) & \sin(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

. (8)

そして、電流検出回路 32-1, 32-2, 32-3 で検出されたモータの各相電流 I_a , I_b , I_c と各相電流指令値 I_{avref} , I_{bvref} , I_{cvref} を減算部 20-1, 20-2, 20-3 で引き算を実施し、各々の誤差を算出する。次に、各相電流の誤差を PI 制御部 21 で制御してインバータ 31 の指令値、即ち PWM 制御部 30 のデ

15

ューティーを表わす電圧指令値 V_a , V_b , V_c が算出され、それらの値に基づいてPWM制御部30がインバータ31をPWM制御し、モータ1は駆動され、所望のトルクが発生する。以上でベクトル制御部100に関する説明を終了する。

- 5 ここから第1の発明の実施例に関する作用について第4図を用いて説明する。

まず、モータ1の回転速度が設定回転速度 N 、例えば500rpmより高速である場合、ホールセンサ48-1, 48-2, 48-3から得られるホール信号は時間当たりの信号の点数が多いので、位置推定回路
10 41は正しくモータ1の電気角速度 ω_e およびロータ7の回転角度 θ_e を検出できる。ここで、レベル検出部42の入力にLPF49を配している。その理由は、LPF49の作用によって位置推定回路41の出力信号のノイズを除去してレベル検出部42の判定がチャタリングを起こすのを防止するためである。レベル検出回路42は、モータの回転速度
15 が設定部43に示す500rpm以上であるので、切替えスイッチ44をベクトル制御部100と電流制御部46を連結するようにする。上述したようにモータ1の電気角速度 ω_e およびロータ7の回転角度 θ_e が正しく検出できれば、ベクトル制御部100は正しい電流指令値 I_{avref} , I_{bvref} , I_{cvref} を算出する。

- 20 よって、切替えスイッチ44を通して電流制御部46には電流指令値 I_{avref} , I_{bvref} , I_{cvref} が入力され、電流検出回路32-1, 32-2, 32-3より検出されたモータ電流 I_a , I_b , I_c のフィードバック電流とを比較してフィードバック制御される。電流制御部46の出力信号である電圧指令値 V_a , V_b , V_c に基きPW
25 M制御部30はインバータ31のデューティ比を決定し、インバータ31はそのデューティ比に従ってモータ1を制御する。この制御はモータ

回転速度が高速の時なのでホールセンサ 4 2 からの時間当たりの信号数が十分多く正しく検出できるので、ベクトル制御も正しく制御できている。

次に、モータ回転速度が低速になり、例えば、500 rpmより低速
5 になると、ホールセンサ 4 8 より得られる時間当たりのホールセンサ信号がベクトル制御 2 0 を正しく制御できるほど数多く得られなくなる。そこで、設定部 4 3 が示す 500 rpmよりホールセンサ 4 8 より得られる回転速度が少ないのでレベル検出部 4 3 は、電流制御部 4 6 と矩形波制御部 4 5 を連結するように切替えスイッチ 4 4 を切り替え矩形波制
10 御に切り替える。

ここで、注目すべきは、矩形波制御部 4 5 は位置推定回路 4 1 の出力信号を使用しておらず、ホールセンサ 4 8 - 1, 4 8 - 2, 4 8 - 3 のホールセンサ信号が直接、矩形波制御部 4 5 に入力されている点である。よって、位置推定回路 4 1 の出力が不正確になっても、矩形波制御部 4
15 5 が算出する電流指令値 I_{asref} , I_{bsref} , I_{csref} は位置推定回路 4 1 の出力が不正確であることに影響されなく正しい電流指令値を算出できる。

さらに、指摘しておくべき点として、矩形波制御はモータが高速回転の時はトルクリップルが小さくなるように制御するのは困難であるが、
20 低速回転のときは、特願 2001-168151 で開示した制御を用いれば、トルクリップルを小さく制御できるので、モータ 1 の回転が 500 rpm以下のような低速のときはモータのトルク制御になんら問題はない。よって、モータ 1 は電流制御部 4 6 から後の制御は電流指令値 I_{asref} , I_{bsref} , I_{csref} に基づいて正しくトルク制御
25 される。

以上説明したように、本実施例を用いれば、モータが高速の時も、低

速の時もトルクリップル制御を正しくでき、電動パワーステアリング装置のハンドル操舵はいかなるときも違和感なく操作できる効果が得られる。

5 なお、設定回転速度 N は、ホールセンサの数と位置推定回路41の性能によって決定される。性能が良ければ N は小さくなり、性能が悪ければ N は大きくなる。ホールセンサの数を多くすれば正しく検出できる範囲は広がるがコストが高くなる。

10 第6図は第1の発明の変形例である。第4図の矩形波制御部45とベクトル制御部100の出力である電流指令値を各相の電流指令値 I_{asref} , I_{bsref} , I_{csref} , I_{avref} , I_{bvref} , I_{cvref} とした。しかし、一般的なベクトル制御は d 、 q 軸成分を用いた電流指令値 I_{dref} , I_{qref} を用いるので、この変形例は第6図が示すように矩形波制御部45-2およびベクトル制御部100-2の出力を d 、 q 成分で出力している。またモータ検出電流 I_a , I_b , I_c も3相/2相変換部47-1で I_d , I_q に変換してフィードバックしている。そして、電流指令値 I_{dref} と I_{qref} とフィードバックされたモータ電流 I_d , I_q を入力とし、電流制御部46-2までは d 、 q 軸による制御をして、最後にPWM制御部30の入力で2相/3相変換部47-2で d 、 q 成分から a 、 b 、 c 相成分に逆変換してインバータ31を制御しても同じ効果が得られる。

20 第2の発明について、以下説明する。

25 上述した第1の発明では切替えスイッチ44の切替えを決めるモータの回転速度を N と一つに設定したが、切替え回転速度が一つの場合、回転速度 N 付近でベクトル制御と矩形波制御が頻繁に切替り、ハンドル操作に違和感を生じさせる可能性がある。そこで、このような好ましくない現象を避けるために切替えにヒステリシスを利用し、モータ回転速度が

低速から高速へ変化する場合の切替え回転速度 N_1 と高速から低速へ変化する切替え回転速度 N_2 の2種類の設定回転速度を設ければ、上記のようなチャタリング現象は避けることができる。

第7図を用いて、第2の発明の実施例を説明する。

- 5 本実施例では、回転速度 N_1 を650rpmとし、回転速度 N_2 を500rpmとして説明する。

まず、モータ1が高速回転、例えば2000rpmから低速回転、例えば、400rpmへ回転速度を落としていく場合について説明する。この場合、ホールセンサ48-1、48-2、48-3から検出されたホール信号は位置推定回路41に入力され、ヒステリシスを持ったレベル検出部42-2において判定される際に、まず、回転速度が落ちてくる場合には、650rpmを表わす回転速度 N_1 では判定されずに、設定部43-2が示す回転速度 N_2 、つまり500rpmによって判定される。そして、モータ1の回転速度が500rpmより低速になるとレベル検出部42-2は切り返すスイッチ44を切替え、電流制御部46をベクトル制御部100から矩形波制御部45へ切り替える。モータ1の低速回転時は、矩形波制御部で制御しても、上述したようにモータのトルクは正しく制御できる。

10

15

次に、低速回転から高速回転に向かう場合、例えば400rpmから2000rpmへ回転速度が上昇する場合は、レベル検出部42-2は先ほど用いた回転速度 N_2 、つまり500rpmではなく、設定部43-1が示す回転速度 N_1 である650rpm以上になるレベル検出部42-2は切替えスイッチ44を切り替え、電流制御部46が矩形波制御部45からベクトル制御部100へ入力を切り替えるようにする。650rpm以上であれば、位置推定回路41は充分正しいロータ7の回転角度 θ_e とモータ1の電気角速度 ω_e を検出できるのでベクトル制御部

20

25

100の電流指令値 I_{avref} , I_{bvref} , I_{cvref} に基づき制御してもモータのトルク制御を正しく制御できる。よって、電動パワーステアリング装置は急激なハンドル操舵にも滑らかに追従できハンドル操作に違和感を感じない。また、このように制御の切替えにヒステリシス特性を有したレベル検出部を用いれば、モータの回転速度が500rpm付近で切替えスイッチ44が高速で交互に切り替わって矩形波制御とベクトル制御が頻繁に切り替わり、ハンドル操作に違和感が生じることを防止できる。

なお、以上の説明では、モータの回転信号をレゾルバやエンコーダでは低速でも詳細に精度良く出力し、ホールセンサは回転信号を低速では粗くしか出力できないとして説明したが、レゾルバやエンコーダでも回転信号を低速では粗くしか出力できない場合は、低速で粗くしか検出できないレゾルバやエンコーダに対して本発明を適用できることは言うまでもない。

第3の発明について以下説明する。

実施形態では、第3図の3相ブラシレスDCモータに適用した場合を例として説明するが、本発明はこれに限定されるものではなく、他の種類のモータについても同様に本発明を適用することができる。

第3図において、本発明の実施例に係る3相ブラシレスDCモータ1は、円筒形のハウジング2と、このハウジング2の軸心に沿って配設され、軸受3a、3bにより回転自在に支持された回転軸4と、この回転軸4に固定されたモータ駆動用の永久磁石5と、この永久磁石5を包囲するようにハウジング2の内周面に固定され、かつ3相の励磁コイル6a、6bおよび6cが巻き付けられた固定子（以下、ステータという）6とを具備し、回転軸4および永久磁石5によって回転子（以下、ロー

タという) 7を構成している。なお、第3図において、ロータ7の回転軸4の一端近傍には、位相検出用のリング状永久磁石8が固定され、この永久磁石は、周方向に等間隔で交互にS極とN極に着磁されている。

ハウジング2内の軸受3bが配設された側の端面には、ステータ9を介して、リング状の薄板からなる支持基板10が配設されている。この支持基板10には、永久磁石8に対向するように、レゾルバやエンコーダなどのロータの位置検出センサ11が固定されている。なお、ロータの位置検出センサ11は、第8図に示すように、実際には励磁コイル6a~6cの駆動タイミングに対応して周方向に適宜離間して複数設けられる。ここで、励磁コイル6a~6cは、ロータ7の外周面を電気角で120度ずつ離隔して取り囲むように配設され、各励磁コイル6a~6cのコイル抵抗はすべて等しくなるようになっている。

また、ロータの位置検出センサ11は、対向する永久磁石8の磁極に応じて位置検出信号を出力するようになっている。これらのロータ位置検出センサ11の出力は、永久磁石8の磁極によって変化することを利用して、ロータ7の回転位置を検知するようになっている。この回転位置に応じて、後述するベクトル制御部100が、3相励磁コイル6a~6cに対して2相同時に通電しながら、励磁コイル6a~6cを1相ずつ順次切り換える2相励磁方式によって、ロータ7を回転駆動させるようになっている。

そして、モータ1の駆動制御は、モータ電流として矩形波電流(或いは台形波電流)を用いて制御する。ここで、矩形波電流で制御するのは、正弦波電流と比較すると、電流ピーク値が同じであれば、矩形波電流の方が実効値が大きくなるため、大きな出力値(パワー)を得ることができる。その結果、同性能のモータを製作する場合、モータ電流として矩形波電流を用いた方が、モータの小型化を図れるという長所がある。そ

の反面、矩形波電流による制御は、正弦波電流による制御に比べて、トルクリップルを小さくするのが困難であるという短所がある。しかし、特願 2003-376428 で開示された発明の制御方式を用いれば、トルクリップルを小さくできることが知られている。

5

なお、矩形波電流とは、完全に矩形波の形をした電流波形だけではなく、第 9 図 (B), (C) に示すような一部台形を崩したようなピークをもつ形の疑似矩形波電流を含む。矩形波電流も弱め界磁電流制御の影響により波形が変わり、第 9 図 (B) の矩形波電流では、弱め界磁制御を
10 実行しない、即ち d 軸電流 $I_d = 0$ の場合の電流波形であり、第 9 図 (C) の矩形波電流は弱め界磁電流制御を実行して、例えば、 $I_d = 10\text{ A}$ のような場合の電流波形である。そして、モータに矩形波電流或いは疑似矩形波電流を通电するとモータの逆起電圧として、第 9 図 (A) のようなモータの逆起電圧波形が矩形波 (台形波) 或いは疑似矩形波が発生す
15 る。このような矩形波電流或いは疑似矩形波電流、或いは矩形波逆起電圧或いは疑似矩形波逆起電圧を有するモータも本発明の適用できるモータとする。

モータ駆動制御装置は、第 10 図に示すように、ベクトル制御部 10
20 0 と、ベクトル制御部 100 からの電流指令値 I_{avref} , I_{bvref} , I_{cvref} とモータ相電流 I_a , I_b , I_c とに基づいて各相電流の誤差を求める減算部 20-1, 20-2, 20-3 と、比例積分制御を行う P I 制御部 21 とを備え、PWM 制御部 30 の PWM 制御によってインバータ 31 からモータ 1 に各相の電流指令値に基く電流が供
25 給され、モータ 1 の回転駆動を制御するようになっている。

なお、実施例では、前記モータの各相の電流指令値 I_{avref} , I

$b v r e f$, $I c v r e f$ とモータの各相の電流 $I a$, $I b$, $I c$ とから各相電流誤差を求める減算部 20-1, 20-2, 20-3 とその各相電流誤差を入力とする P I 制御部 21 から構成されている。また、インバータ 31 とモータ 1 との間に、モータ電流検出回路として電流検出器 32-1, 32-2, 32-3 が配され、該電流検出器 32-1, 32-2, 32-3 で検出したモータの各相電流 $I a$, $I b$, $I c$ を減算部 20-1, 20-2, 20-3 に供給するフィードバック制御が形成されている。

そして、ベクトル制御部 100 は、各相逆起電圧 $e a$, $e b$, $e c$ 算出部としての換算部 101 と、d 軸電圧 $e d$ 、q 軸電圧 $e q$ の算出部としての 3 相 / 2 相変換部 102 と、q 軸電流指令値 $I q r e f$ を算出する q 軸指令電流算出部 103 と、各相電流指令値 $I a v r e f$, $I b v r e f$, $I c v r e f$ の算出部としての 2 相 / 3 相変換部 104 と、d 軸電流指令値 $I d r e f$ を算出する d 軸指令電流算出部 105 と、トルク指令値 $T r e f$ から該モータのベース角速度 ωb を換算する換算部 106 とを備えている。このような構成の下に、ベクトル制御部 100 は、レゾルバなどのロータ位置検出センサ 11 によって検出されたロータ 7 の回転角度 θe と、該回転角度 θe を微分部 24 で算出した電気角速度 ωe とからなるロータ位置検出信号と、図示しないトルクセンサで検出されたトルクとに基づいて決定されたトルク指令値 $T r e f$ と入力とし、ベクトル制御を利用した各相の電流指令値 $I a v r e f$, $I b v r e f$, $I c v r e f$ を算出するようになっている。なお、ロータ 7 の位置検出センサ 11 と微分回路 11 とで構成される角速度検出回路の出力である電気角速度 ωe は、機械角速度 ωm とはモータの極対数 P を用いて表わされる $\omega m = \omega e / P$ の関係にある。

この構成を基に、モータ 1 の駆動制御は以下のように行われる。

5 先ず、ベクトル制御部 100 で、ロータの回転角度 θ_e と電気角速度 ω_e とを受け、換算部 101 の換算表に基づいて、各相の逆起電圧 e_a 、 e_b 、 e_c が算出される。次に、逆起電圧 e_a 、 e_b 、 e_c は、 $d-q$ 電圧算出部としての 3 相 / 2 相変換部 102 で、上述した (3) 式および (4) 式に基づいて、 d 、 q 成分の逆起電圧 e_d 、 e_q に変換される。

次に、本発明の重要なポイントである弱め界磁制御に関係する d 軸指令電流算出部 105 で求められる I_{dref} については、後で詳細に説明する。ここでは d 軸指令電流算出部 105 の中は説明せず、第 10 図に示すモータ駆動制御装置の全体の基本的な作用を先に説明する。

10 d 軸電流指令値 I_{dref} が d 軸指令電流算出部 105 で算出されると、 q 軸電流指令値 I_{qref} は、 q 軸指令電流算出部 103 によって、逆起電圧 e_d 、 e_q 、電気角速度 ω_e および d 軸電流指令値 I_{dref} を入力として、(9) 式で示すモータ出力方程式に基づいて算出される。即ち、モータ出力方程式は

15
$$T_{ref} \times \omega_m = 3/2 (e_d \times I_d + e_q \times I_q) \cdots (9)$$

である。よって、(9) 式に、 $I_d = I_{dref}$ 、 $I_q = I_{qref}$ を代入すると (10) 式が導かれる。

$$I_{qref} = 2/3 (T_{ref} \times \omega_m - e_d \times I_{dref}) / e_q \cdots (10)$$

20 となる。(10) 式で表わされるように q 軸電流指令値 I_{qref} は、モータの出力は電力に相当するというモータの出力方程式から導びかれているため、即座に演算ができる。また、必要なトルク T_{ref} を得るための I_{dref} とバランスのとれた最適な I_{qref} が演算される。従って、モータの高速回転時にも、モータの端子電圧が飽和せず、トルク
25 リップルを最小にする制御が可能となる。

この電流指令値 I_{dref} 、 I_{qref} は、各相電流指令値算出部と

しての2相／3相変換部104で、各相の電流指令値 I_{avref} 、 I_{bvref} 、 I_{cvref} に変換される。即ち、(7)式のごとく表わされる。なお、行列式C2は(8)式に示すようにモータの回転角度 θ_e によって決定される定数である。

- 5 本発明では上述したように電流指令値 I_{dref} および I_{qref} を入力として2相／3相変換部104で各相の電流指令値 I_{avref} 、 I_{bvref} 、 I_{cvref} を算出する。つぎに、電流検出器32-1、32-2、32-3で検出されたモータの各相電流 I_a 、 I_b 、 I_c と電流指令値 I_{avref} 、 I_{bvref} 、 I_{cvref} を減算部20-1、20-2、20-3で引き算を実施し、各相の誤差を算出する。次に、各相電流の誤差をPI制御部21で制御してインバータ31の指令値、即ちPWM制御部30のデューティを表わす電圧指令値 V_a 、 V_b 、 V_c が算出され、それらの値に基づいてPWM制御部30がインバータ31をPWM制御し、モータ1は駆動され、所望のトルクが発生する。
- 15 なお、本実施例で用いているモータ駆動制御装置の制御方式は、このベクトル制御部100において、ベクトル制御の優れた特性を利用してベクトル制御d、q成分の電流指令値を決定した後、この電流指令値を各相電流指令値に変換するとともに、フィードバック制御部でd、q制御ではなく、全て相制御で閉じるような構成にした。よって、電流指令値を算出する段階ではベクトル制御の理論を利用しているのでPVC制御と呼ばれる。
- 20

以上がモータ駆動制御装置の基本的な動作の説明である。

以下、第3の発明の重要なポイントであるd軸電流指令値 I_{dref} の算出の特徴について第11図を用いて詳しく説明する。

- 25 まず、従来の方式による電流指令値 I_{dref} の求め方を表現すると、(11)式になる。

$$I_{dref} = - |T_{ref} / K_t| \sin(\arccos(\omega_b / \omega_m)) \dots$$

(11)

そして、電流指令値 $I_{dref} = 0$ の場合は弱め界磁制御は動作しておらず、 $I_{dref} \neq 0$ つまり I_{dref} が値をもつと弱め界磁制御が
5 実行される。

この弱め界磁制御の開始停止の切替えは (11) 式の $\arccos(\omega_b / \omega_m)$ によって決定される。例えば、モータの回転速度が高速回転でない、つまり、機械角速度 ω_m がベース角速度 ω_b より低速時の場合は、 $\omega_m < \omega_b$ となるので $\arccos(\omega_b / \omega_m) = 0$ となり、よって d 軸
10 電流指令値 $I_{dref} = 0$ となる。しかし、高速回転時、つまり、機械角速度 ω_m がベース角速度 ω_b より高速になると、d 軸電流指令値 I_{dref} の値が負になり、弱め界磁制御を実行し始める。

そして、(11) 式を用いる場合は、モータ 1 の機械角速度 ω_m が、正しく検出され、ベース角速度 ω_b が正しく算出されていなければ弱め界
15 磁制御の開始、停止の切替えが正しく実行されない。つまり、上述したロータの位置検出センサの検出誤差やモータ駆動制御装置の制御処理の途中で発生する計算誤差などの誤差などにより、弱め界磁制御が必要なのに、弱め界磁制御が実行されずトルクリップルが大きくなって、ハンドル操作に違和感が感じられたりする不具合が発生する。

20 そこで、本発明では、機械角速度 ω_m やベース角速度 ω_b に多少誤差があっても、モータの端子電圧が飽和する前に、弱め界磁制御が確実に実行されるように、ベース角速度 ω_b の値を小さくする新たなベース角速度である角速度 ($\alpha \times \omega_b$) という考えを導入した。ただし、 α は $0 < \alpha < 1$ である。

25 この作用を考慮して (11) 式を変更した本発明による I_{dref} 算出の式は下記の (12) 式のように表わされる。

$$I_{dref} = - |T_{ref} / K_t| \sin(\arccos(\alpha \times \omega_b / \omega_m)) \dots (12)$$

この(12)式で表わされる改善されたd軸電流指令値 I_{dref} を
5 算出するための制御ブロック図が第11図である。

d軸電流 I_{dref} は、ベース角速度 ω_b 、電気角速度 ω_e 、および
トルク指令値 T_{ref} を入力として、d軸指令電流算出部105で求め
られる。ここで、 K_t はトルク係数である。まず、 ω_b はモータのベ
ース角速度で、トルク指令値 T_{ref} を入力として換算部106で求めて
10 いる。次に、本発明のポイントである角速度 $(\alpha \times \omega_b)$ を掛け算部1
05gでベース角速度 ω_b を入力にして α 倍して角速度 $(\alpha \times \omega_b)$ と
して出力している。

一方、モータの電気角速度 ω_e から機械角算出部105aによって、
モータの機械角速度 $\omega_m (= \omega_e / P)$ を算出する。ただし、 P はモー
15 タの極対数である。次に角度 Φ を \arccos 算出部105Cで $\Phi = \arccos$
 $(\alpha \times \omega_b / \omega_m)$ として算出する。さらに、 \sin 算出部105c
で $\sin \Phi$ を求める。一方、トルク係数部105dで電流 $I_{qb} = T_{ref} / K_t$
を求め、絶対値部105eで電流 I_{qb} を入力し、絶対値 $|I_{qb}|$
を求め、さらに、その絶対値に掛算部105fで (-1) 倍す
20 る。以上の演算を式で表現すると(13)式として表わされる。つまり、
改善されたd軸電流指令値 I_{dref} は(13)式の形で、d軸指令電
流算出部105の出力として算出される。

$$I_{dref} = - |I_{qb}| \times \sin(\arccos(\alpha \times \omega_b / \omega_m)) \dots (13)$$

25 が算出され、なお、(12)式と(13)式は実質的に同一の式である。

ここで、(13)式の $\arccos(\alpha \times \omega_b / \omega_m)$ の項に着目すると、

角速度 ($\alpha \times \omega_b$) が機械角速度 ω_m より大きい、つまりモータの回転が低速回転の場合は d 軸電流指令値 $I_{dref} = 0$ なので弱め界磁制御は実行されない。ところが、機械角速度 ω_m が角速度 ($\alpha \times \omega_b$) より大きい、つまりモータの回転が高速回転の場合は $I_{dref} \neq 0$ 、つまり
5 り d 軸電流指令値 I_{dref} の値が負になり、弱め界磁制御が実行される。

以上説明した本発明の改善された d 軸電流指令値 I_{dref} 算出の制御による優れた効果を示すために、第 12 図に本発明である (13) 式の d 軸電流指令値 I_{dref} による弱め界磁制御の領域と従来の方式である (11) 式の d 軸電流指令値 I_{dref} による弱め界磁制御の領域
10 とを示す。本発明の弱め界磁制御の切替は境界線 B で切り替わる。一方、従来の制御方式の弱め界磁制御は境界線 A で切り替わる。第 12 図から明らかなように、ベース角速度 ω_b に α を乗ずる作用によって本発明の弱め界磁制御の開始が従来の方式ではまだ開始してされていない領域
15 でも弱め界磁制御が開始されている。

この二つの境界線を比較すると、本発明の弱め界磁制御は理想の場合に比べ、早めに弱め界磁制御に切り替わっていることがわかる。よって、ロータの位置検出が多少誤差を含んでいても、又はモータ駆動制御装置の制御計算に多少誤差があっても弱め界磁制御が確実に実行される。

ここで、多少の誤差と表現したが、この誤差の度合いにより上述した α の値が変更する。誤差が小さい場合は、 α は限りなく 1 に近くなり、誤差が大きい場合は、 α は 0 に近い値を取るようになる。例えば、エンコーダやレゾルバの場合、 $\alpha = 0.95$ であれば、ホールセンサの場合は、 $\alpha = 0.9$ のようなことになる。 α が 0 に近い値になるほど弱め界
20 磁制御を含む領域が狭くなるので、なるべく検出誤差や計算誤差を小さくして α が 1 に近くなることが好ましい。

なお、上記実施例では角速度検出回路の構成部品である位置検出センサ 11 にレゾルバを用いた実施例について説明したがレゾルバより低価格であるホールセンサを用いても同じ効果が得られる。

次に、第 4 の発明であるロータ 7 の角速度検出回路に安価なホールセンサを用いてモータ 1 の P V C 制御を可能とするモータ駆動制御装置の実施例について説明する。第 3 の発明でロータ 7 の角速度検出回路に精度の良いレゾルバやエンコーダを用いた場合はロータ 7 の回転が低速でも電気角速度 ω_e やロータの回転角度 θ_e を正しく検出できるので低回転速度でもモータを P V C 制御も用いて正しく制御できる。しかし、角速度検出回路にホールセンサを用いるとロータ 7 の回転速度が低速になるとホールセンサの単位時間あたりのサンプリング数が少なくなるので、電気角速度 ω_e やロータの回転角度 θ_e を正しく検出できなくなり、P V C 制御を正しく実行できなくなる。

そこで、ロータ 7 の回転が低速になった時は、P V C 制御ではなく、電気角速度 ω_e やロータの回転角度 θ_e を必要としない矩形波制御に切り替えて制御すれば、ホールセンサを用いても、ロータの低回転速度領域以外では、第 3 の発明の効果を享受しつつ、P V C 制御を可能し、低回転速度領域では矩形波制御とするモータ駆動制御装置を提供できる。

以下、第 13 図を用いて、第 4 の発明の実施例について説明する。

第 4 の発明では角速度検出回路がホールセンサ 48-1, 48-2, 48-3 及び位置推定回路 41 とから構成されている。位置推定回路 41 の出力として、モータの回転速度としての電気角速度 ω_e やモータのロータ位置としての回転角度 θ_e が出力される。なお、位置推定回路 41 は従来より色々提案されており、その回路の詳細については、例えば、特開 2002-272163 などに記載されている。

次に、ロータの回転が低速になり、位置推定回路 41 の出力である電

気角速度 ω_e や回転角度 θ_e の精度が悪くなりベクトル制御部100が正しく作用しなくなった時に、替わりの制御部として用いる矩形波制御部45がトルク指令値 T_{ref} とホールセンサ48-1, 48-2, 48-3からのホールセンサ信号を入力として配されている。矩形波制御部45は従来より良く知られており、例えば特願2001-168151にも記載されている。そして、矩形波制御の特徴として、第13図に示すようにホールセンサ信号を直接用い、ロータの位置推定を必要としないので、ホールセンサ48-1, 48-2, 48-3および位置推定回路41の検出誤差が大きくなっても矩形波制御に問題はない。

- 10 最後に、PVC制御と矩形波制御を切り替えるための切替えスイッチ44と切替えの角速度を判定するヒステリシス特性付きのレベル検出部42およびヒステリシスの角速度を設定する設定部43-1, 43-2が配されている。

- 15 なお、レベル検出部42にヒステリシス特性を持たせた理由は、切替え角速度が一つの場合、その角速度付近でベクトル制御と矩形波制御が頻繁に切替り、ハンドル操作に違和感を生じさせる可能性がある。そこで、このような好ましくない現象を避けるために切替えにヒステリシスを利用し、モータ回転速度が低速から高速へ変化する場合の切替え角速度 N_1 と高速から低速へ変化する切替え角速度 N_2 の2種類の設定角速度を設ければ、上記のようなチャタリング現象は避けることができる。

- 20 一例として、設定部43-1の設定角速度 $N_1 = 500 \text{ rpm}$ 、および設定部43-2の設定角速度 $N_2 = 650 \text{ rpm}$ と設定する。なお、位置推定回路41の出力にはリップルが含まれているので、リップルを除去するためのローパスフィルタ（以下、LPFと記す。）49が位置推定回路41とレベル検出部42との間に配されている。そして、レベル検出部42の判断によって切り替わる切替えスイッチ44が電流制御部

46 への入力としてベクトル制御部 100 と矩形波制御部 45 を選択する位置に配されている。

このような構成におけるベクトル制御部 100 と矩形波制御部 45 の切替え制御の動作について説明する。

- 5 まず、モータ 1 が高速回転、例えば 2000 rpm から 400 rpm へ回転速度を落としていく場合について説明する。この場合、ホールセンサ 48-1、48-2、48-3 から検出されたホール信号は位置推定回路 41 に入力され、ヒステリシスを持ったレベル検出部 42 において判定される際に、まず、回転速度が落ちてくる場合には、650 rpm
- 10 m を表わす回転速度 N1 では判定されずに、設定部 43-2 が示す回転速度 N2、つまり 500 rpm より低速になるとレベル検出部 42-2 は切り替えスイッチ 44 を切替え、電流制御部 46 をベクトル制御部 100 から矩形波制御部 45 へ切り替える。モータ 1 の低速回転時は、矩形波制御部 45 で制御しても、上述したようにモータのトルクは正しく
- 15 制御できる。

- 次に、低速回転から高速回転に向かう場合、例えば 400 rpm から 2000 rpm へ回転速度が上昇する場合は、レベル検出部 42 は先ほど用いた回転速度 N2、つまり 500 rpm ではなく、設定部 43-1 が示す回転速度 N1 である 650 rpm 以上になるレベル検出部 42-2
- 20 2 は切り替えスイッチ 44 を切り替え、電流制御部 46 が矩形波制御部 45 からベクトル制御部 100 へ入力を切り替えるようにする。650 rpm 以上であれば、位置推定回路 41 は充分正しい回転角度 θ_e と電気角速度 ω_e を検出できるのでベクトル制御部 100 の電流指令値 I_{avref} , I_{bvref} , I_{cvref} に基づき制御してもモータのトルク
- 25 制御を正しく制御できる。

以上説明した第 4 の発明と第 3 の発明とを組み合わせた場合のモータ

の回転速度および出力トルクに対するモータの制御方式の関係を第 1 4 図に示す。第 1 4 図において、第 4 の発明の効果により、モータが高速回転から低速回転になると境界 C 2 ($N_2 = 500 \text{ rpm}$) で P V C 制御から矩形波制御に切り替わり、再び低速回転から高速回転になると境界線 C 1 ($N_1 = 650 \text{ rpm}$) で矩形波制御から P V C 制御に切り替わる。さらに高速回転になると第 3 の発明の効果で、境界線 B で P V C 制御（弱め界磁制御無し）から P V C 制御（弱め界磁制御有り）へと切り替わり高速回転でもトルクリップルの少ない P V C 制御を実現できる。

つまり、第 3 の発明と第 4 の発明とを組み合わせることにより、ブラシレス D C モータ（矩形波モータ）とホールセンサの組み合わせであっても、モータの低速回転時には矩形波制御を、中速回転時には P V C 制御を、高速回転時には P V C 制御（弱め界磁制御）を選択するハイブリッド構成とすることにより、これまで矩形波モータでは不可能であった高速回転時における低トルクリップルの制御が可能になった。

なお、上記の実施例で切替えスイッチの切替えに設定角速度を二つにしてヒステリシス特性を用いたが、切替えのための設定角速度を一つにしてもベクトル制御と矩形波制御の頻繁な切替えを除けば、同様な効果を得られることは言うまでもない。

なお、第 1、第 2、第 3、第 4 の発明の実施例では逆起電圧として相電圧 e_a , e_b , e_c を用いたが、線間電圧 e_{ab} , e_{bc} , e_{ca} などに換算して制御しても同じ効果を得られる。

以上のように、本発明に係るモータ駆動制御装置および電動パワーステアリング装置を用いれば、安価なモータ位置推定回路を用いて、モータの低速回転時のベクトル制御の短所を回避しながら、その他の広範な回転速度領域ではベクトル制御で正しくモータのトルク制御ができるモ

ータ駆動制御装置を提供でき、さらに、ハンドル操作がスムーズで騒音の小さい電動パワーステアリング装置を提供できる効果がある。

更に、本発明を用いれば、ロータの位置検出の誤差やモータ駆動制御装置の制御計算誤差があっても、モータの高速回転時にモータ端子電圧が飽和することがなく、弱め界磁制御を開始することによって、トルクリップルが少なく、またモータ騒音が小さい制御ができるモータ駆動制御装置を提供でき、さらに、電動パワーステアリング装置にあっては、ハンドルの急速操舵にも滑らかに追従してハンドル操作に違和感がなく、騒音の少ない電動パワーステアリング装置を提供できる。また、ブラシレスDCモータのロータの位置検出に安価なホールセンサを用いても、モータの低速回転時には矩形波制御を、中速回転時にはPVC制御を、高速回転時にはPVC制御（弱め界磁制御）を選択するハイブリッド構成とすることにより、これまで矩形波モータでは不可能であった高速回転時における低トルクリップルの制御が可能になる安価なモータ駆動制御装置を提供でき、電動パワーステアリング装置にあっては、ハンドルの急速操舵にも滑らかに追従してハンドル操作に違和感がなく、騒音の少ない安価な電動パワーステアリング装置を提供できる優れた効果がある。

20

産業上の利用可能性

本発明によれば、モータの位置検出センサとしてホールセンサのような安価だがモータの低速回転時に正確で詳細な回転角度信号を出力できないモータ位置検出センサを用いてもブラシレスDCモータをベクトル制御できるので、電動パワーステアリング装置に適用すれば、安価でトルクリップルの少なくフィーリングの良いハンドル操作のできる電動パワ

ーステアリング装置を適用できる。

また、本発明によれば、モータ位置検出センサなどの検出誤差が存在しても確実に弱め界磁制御ができ、トルクリップルの少ないモータ出力を期待できるので、それを電動パワーステアリング装置に適用すれば、

- 5 トルクリップルの少ないフィーリングの良いハンドル操作を期待できる電動パワーステアリング装置を提供できる。

請 求 の 範 囲

1. 3以上の相を有するモータのモータ駆動制御部において、
前記モータの回転速度および前記モータのロータ位置を算出するモータ
5 位置推定回路と、
前記モータ位置推定回路から算出されたモータの回転速度およびロータ
位置に基づきベクトル制御するベクトル制御部と、
前記モータを矩形波制御する矩形波制御部と、
前記2つの制御部を切り替えるための切替えスイッチと、
10 前記切替えスイッチの切替えの判定基準となる設定回転速度Nを有する
レベル検出部と、を具備し、
前記モータ位置推定回路から算出されたモータの回転速度が前記設定回
転速度Nより高速の時は、前記ベクトル制御部で制御し、前記設定回転
速度Nより低速の時は、前記矩形波制御部で制御するように前記切替え
15 スwitchを切り替えて制御することを特徴とするモータ駆動制御装置。
2. 前記レベル検出部は、前記設定回転速度が異なる設定回転速度N1
およびN2（ただし $N1 > N2$ ）から成り、前記モータの回転速度が上
昇過程において前記設定回転速度N1を越えて高速の時は、前記矩形波
制御部から前記ベクトル制御部で制御するように前記切替えスイッチを
20 切り替え、前記モータの回転速度が下降過程において前記設定回転速度
N2を越えて低速の時は、前記ベクトル制御部から前記矩形波制御部で
制御するように前記切替えスイッチを切り替えるようなヒステリシス特
性を有する請求の範囲第1項に記載のモータ駆動制御装置。
3. 前記モータ位置推定回路が少なくともホールセンサを用いて構成さ
25 れる請求の範囲第1項又は第2項に記載のモータ駆動制御装置。
4. 前記モータがブラシレスDCモータである請求の範囲第1項乃至第

3 項のいずれかに記載のモータ駆動制御装置。

5 . 前記モータの電流が矩形波電流である請求の範囲第 1 項乃至第 4 項のいずれかに記載のモータ駆動制御装置。

6 . 請求の範囲第 1 項乃至第 5 項のいずれかに記載のモータ駆動制御装置が用いられる電動パワーステアリング装置。

7 . モータをベクトル制御するための d 軸電流指令値 I_{dref} を算出する d 軸指令電流算出部と、 q 軸電流指令値 I_{qref} を算出する q 軸指令電流算出部と、少なくとも前記モータの機械角速度 ω_m を検出する角速度検出回路と、を有するモータ駆動制御装置において、

10 前記モータのベース角速度 ω_b に α (ただし $0 < \alpha < 1$) を乗じた角速度 ($\alpha \times \omega_b$) より前記機械角速度 ω_m が高速である場合に、前記 d 軸電流指令値 I_{dref} は、前記モータのトルク指令値 T_{ref} 、前記角速度 ($\alpha \times \omega_b$) および前記機械角速度 ω_m とから導かれることを特徴とするモータ駆動制御装置。

15 8 . 前記角速度検出回路がホールセンサを構成要素とする場合、前記モータの機械角速度 ω_m および前記モータのロータ位置を算出する角速度検出回路と、前記角速度検出回路から算出されたモータの角速度 ω_m およびロータ位置に基づきベクトル制御するベクトル制御部と、前記モータを矩形波制御する矩形波制御部と、前記 2 つの制御部を切り替えるための切替えスイッチと、前記切替えスイッチの切替えの判定基準となる設定角速度を有するレベル検出部とを有し、

20 前記角速度検出回路から算出されたモータの角速度 ω_m が前記設定角速度より高速の時は、前記ベクトル制御部で制御し、前記設定角速度より低速の時は、前記矩形波制御部で制御するように前記切替えスイッチを切り替えて制御する請求の範囲第 7 項に記載のモータ駆動制御装置。

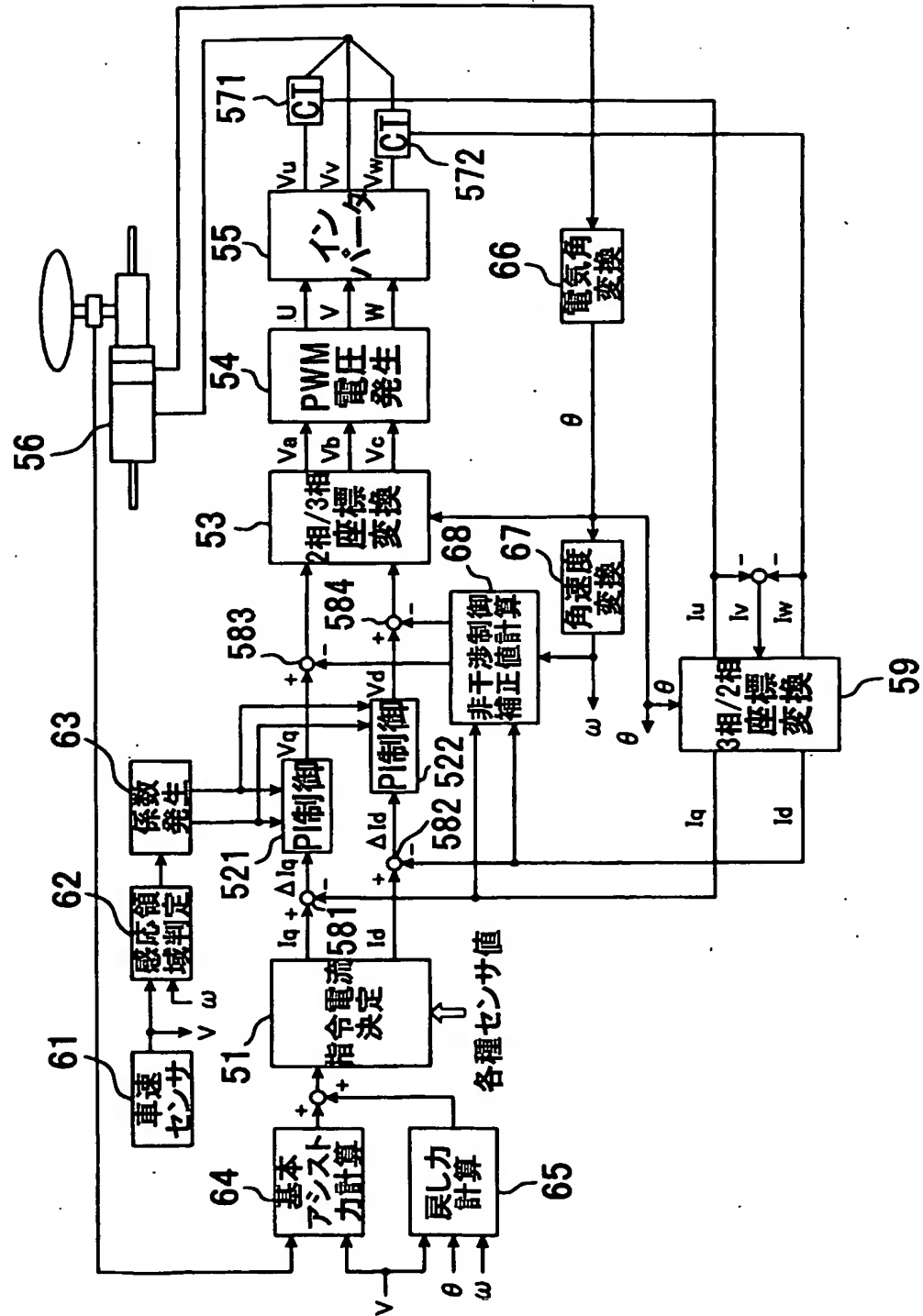
9. 前記モータが3以上の相を有するブラシレスDCモータである請求の範囲第7項又は第8項に記載のモータ駆動制御装置。

10. 前記ブラシレスDCモータのモータの電流波形又は逆起電圧波形が矩形波若しくは疑似矩形波である請求の範囲第9項に記載のモータ駆

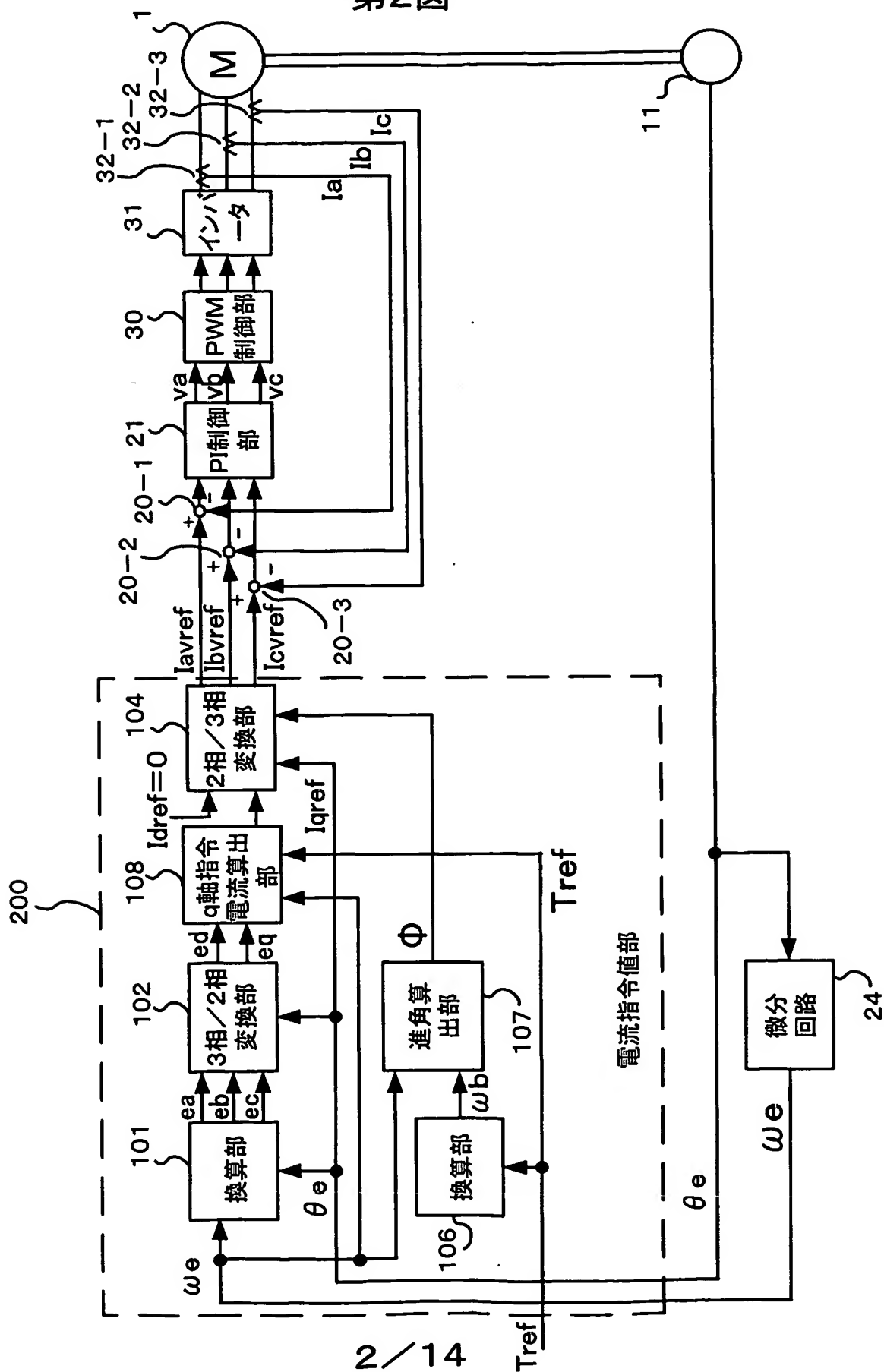
5 動制御装置。

11. 請求の範囲第7項乃至第10項のいずれかに記載のモータ駆動制御装置が用いられた電動パワーステアリング装置。

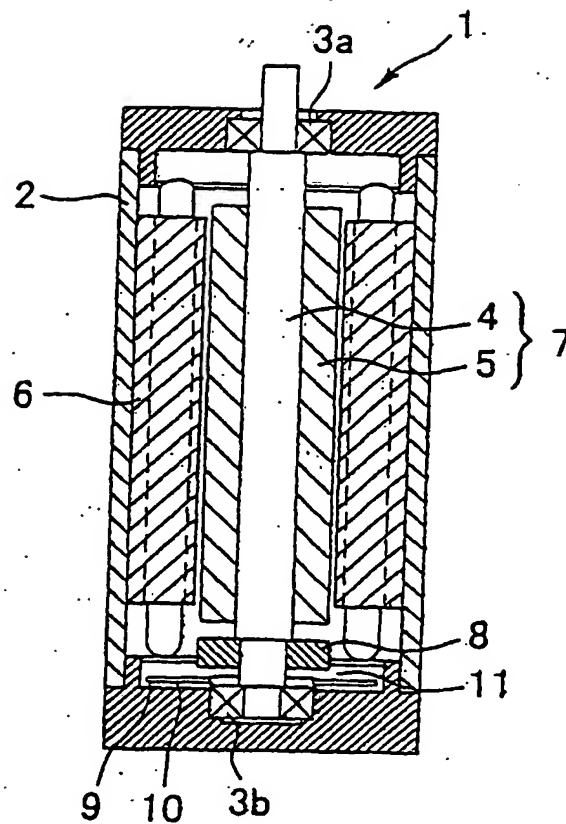
第1図



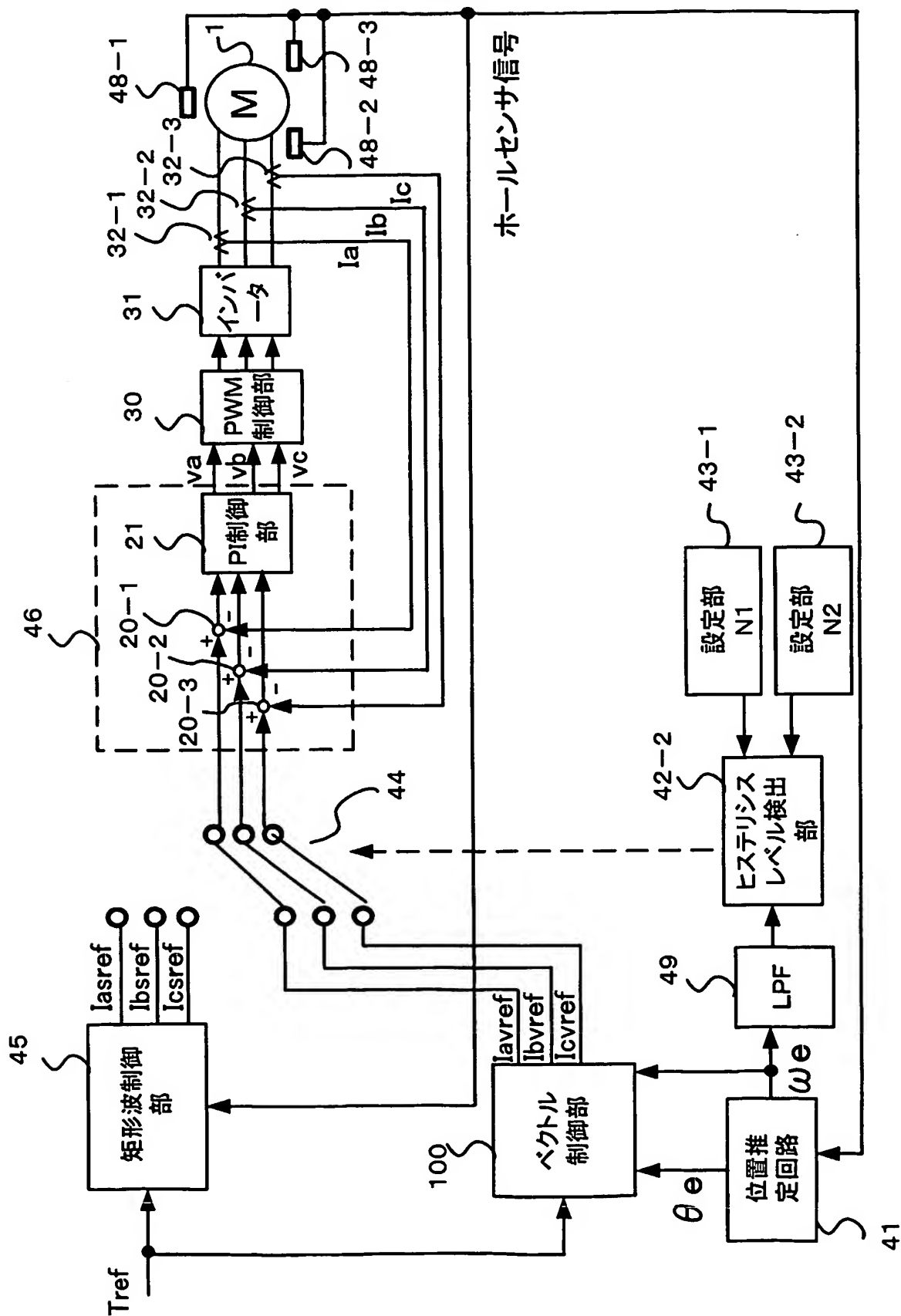
第2図



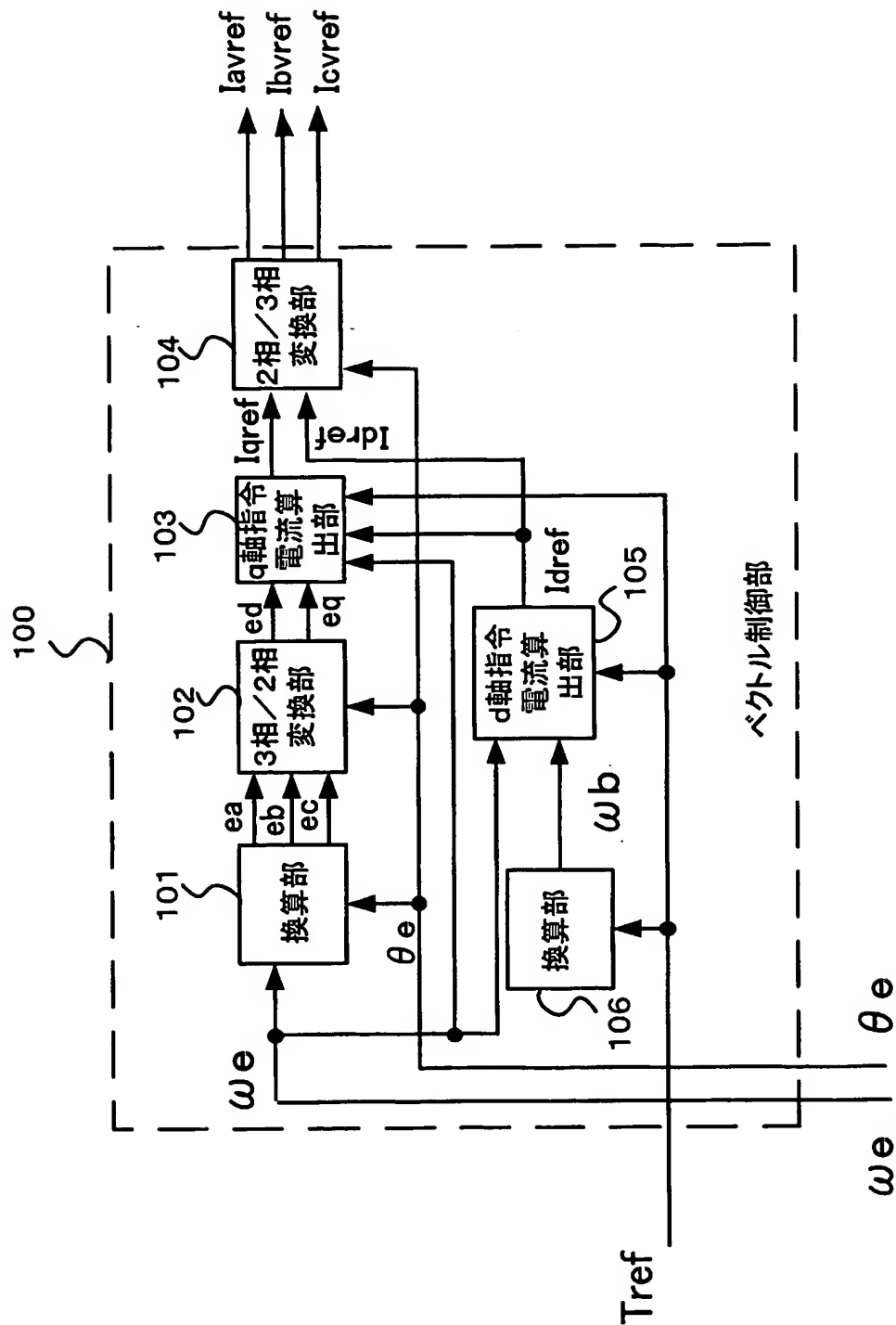
第3図



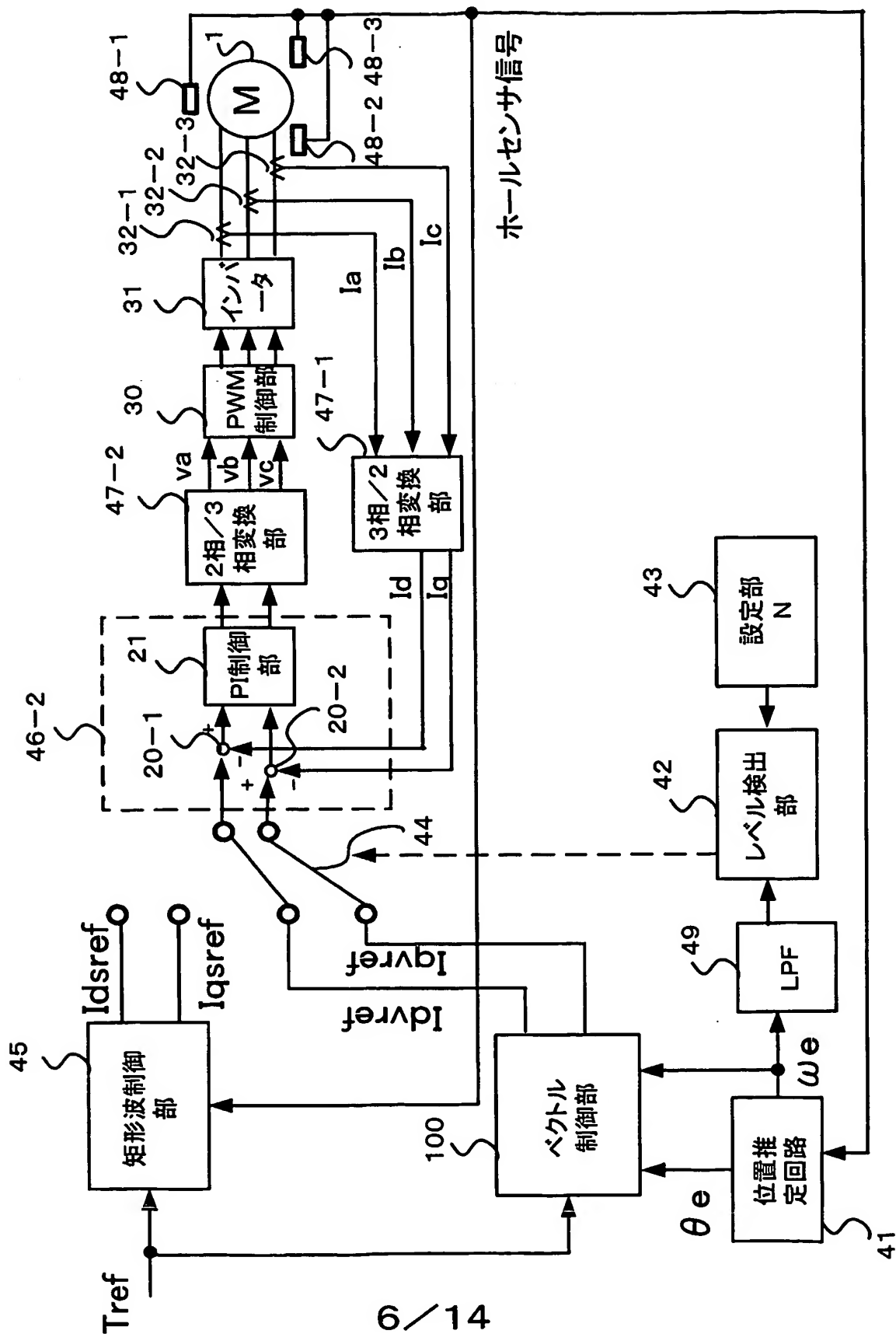
第4図



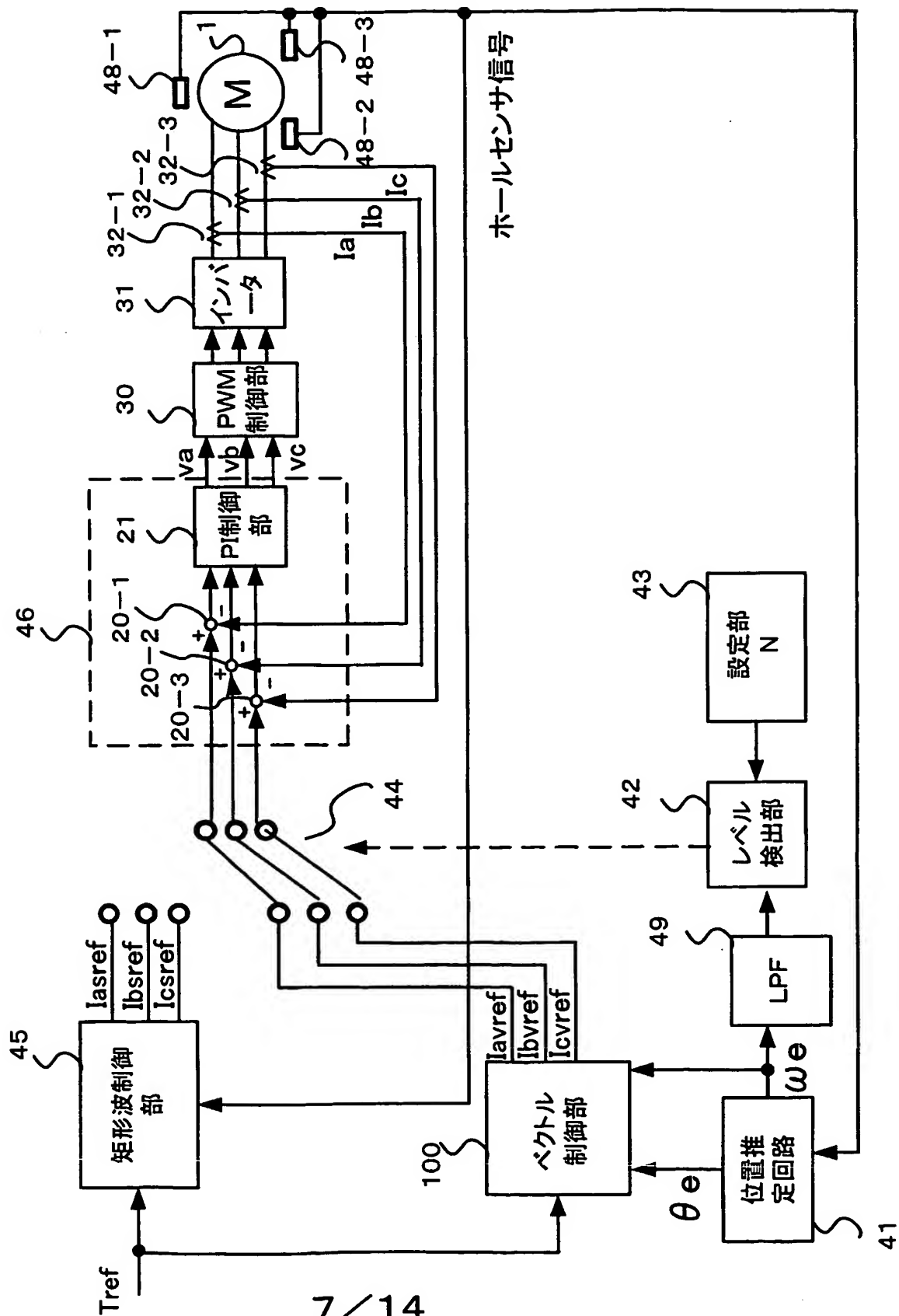
第5図



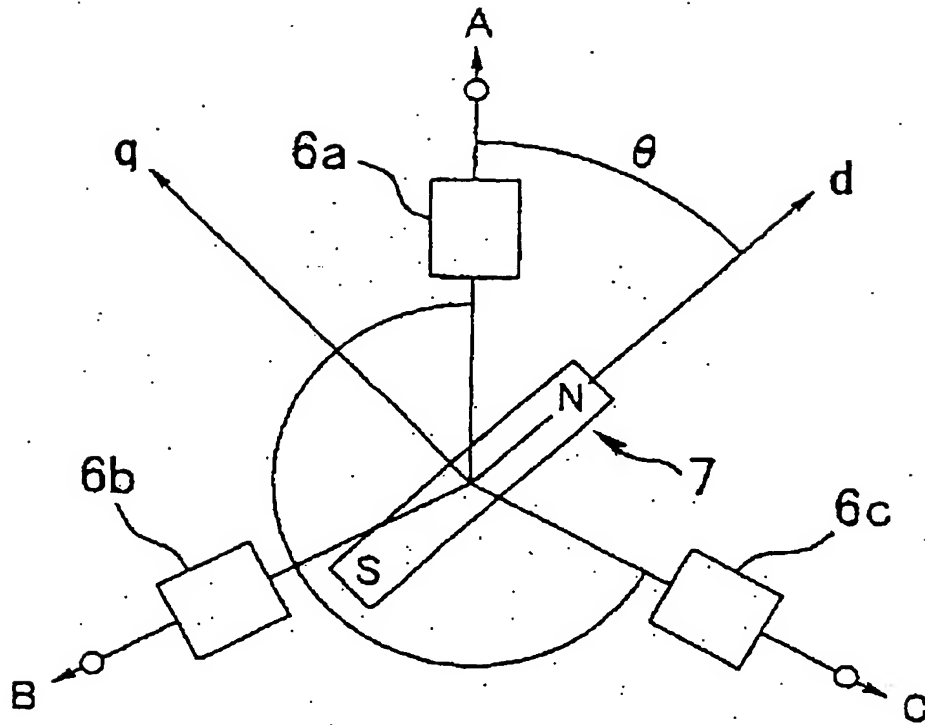
第6図



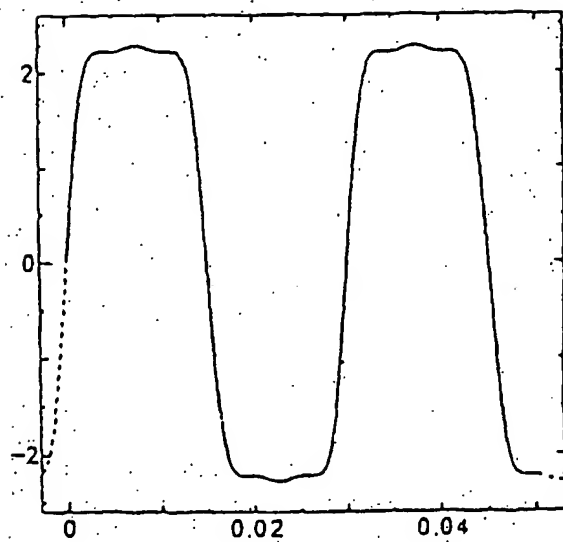
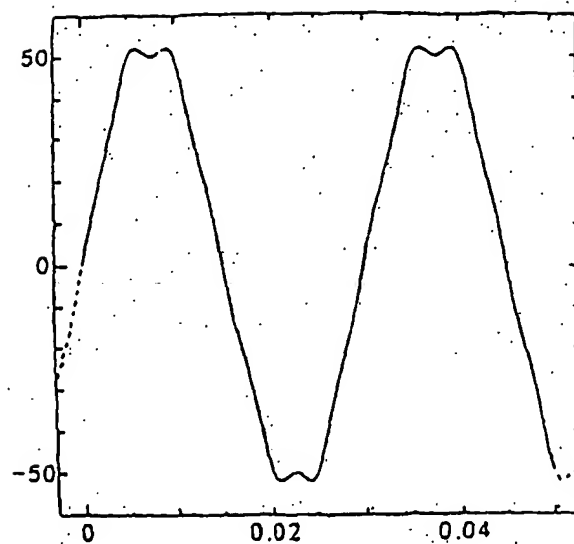
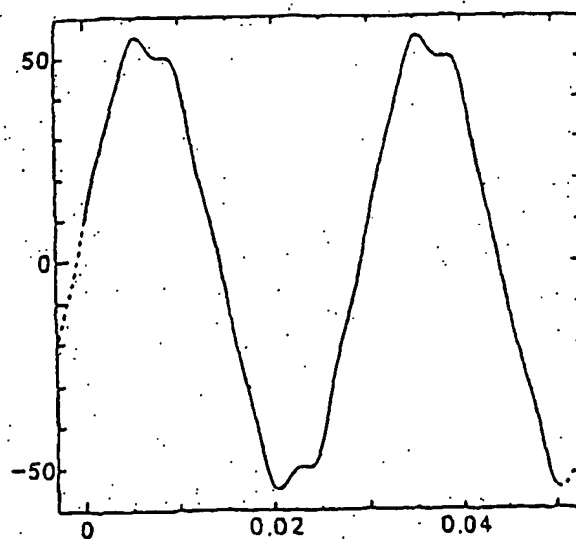
第7図



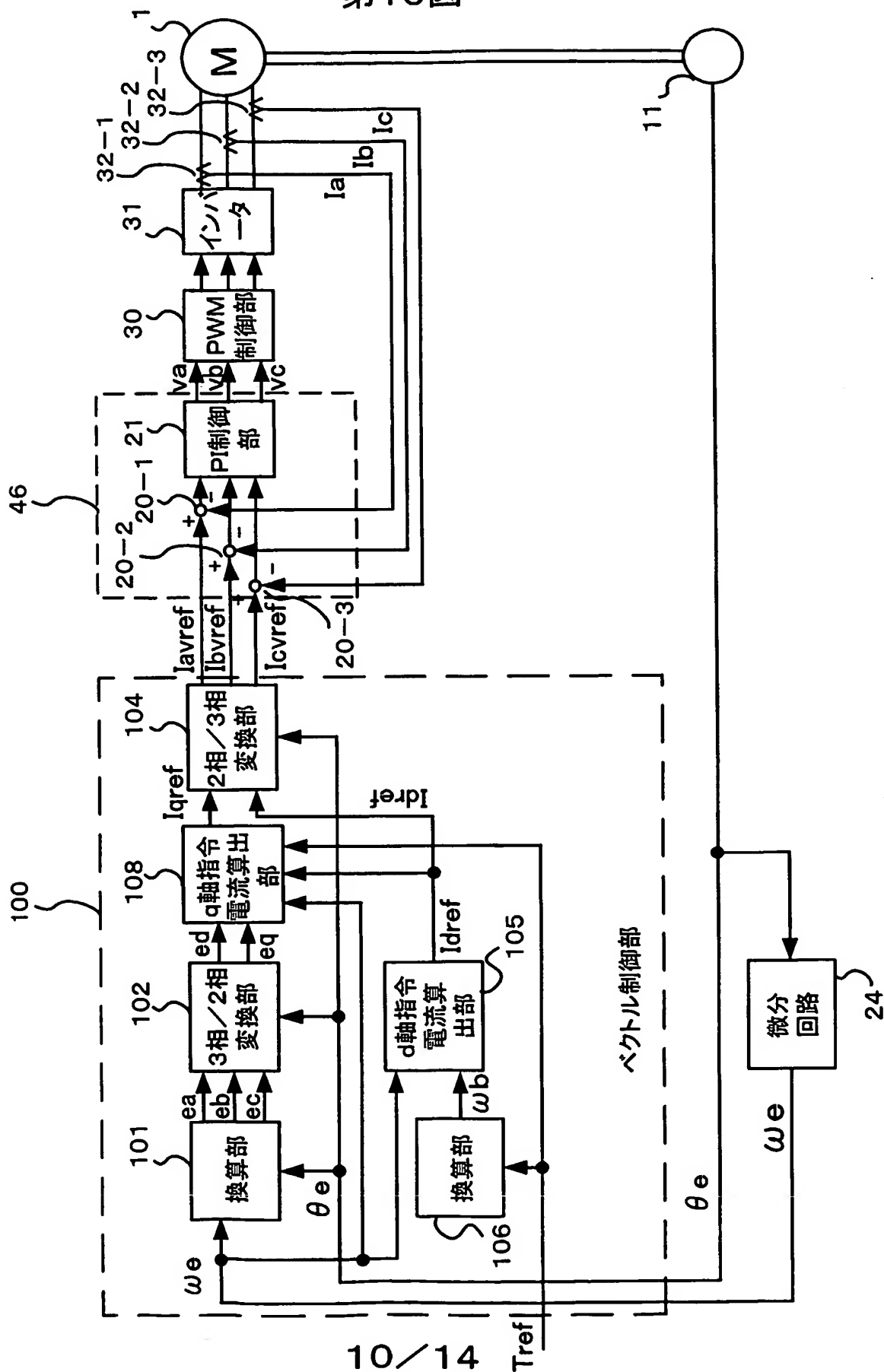
第8図



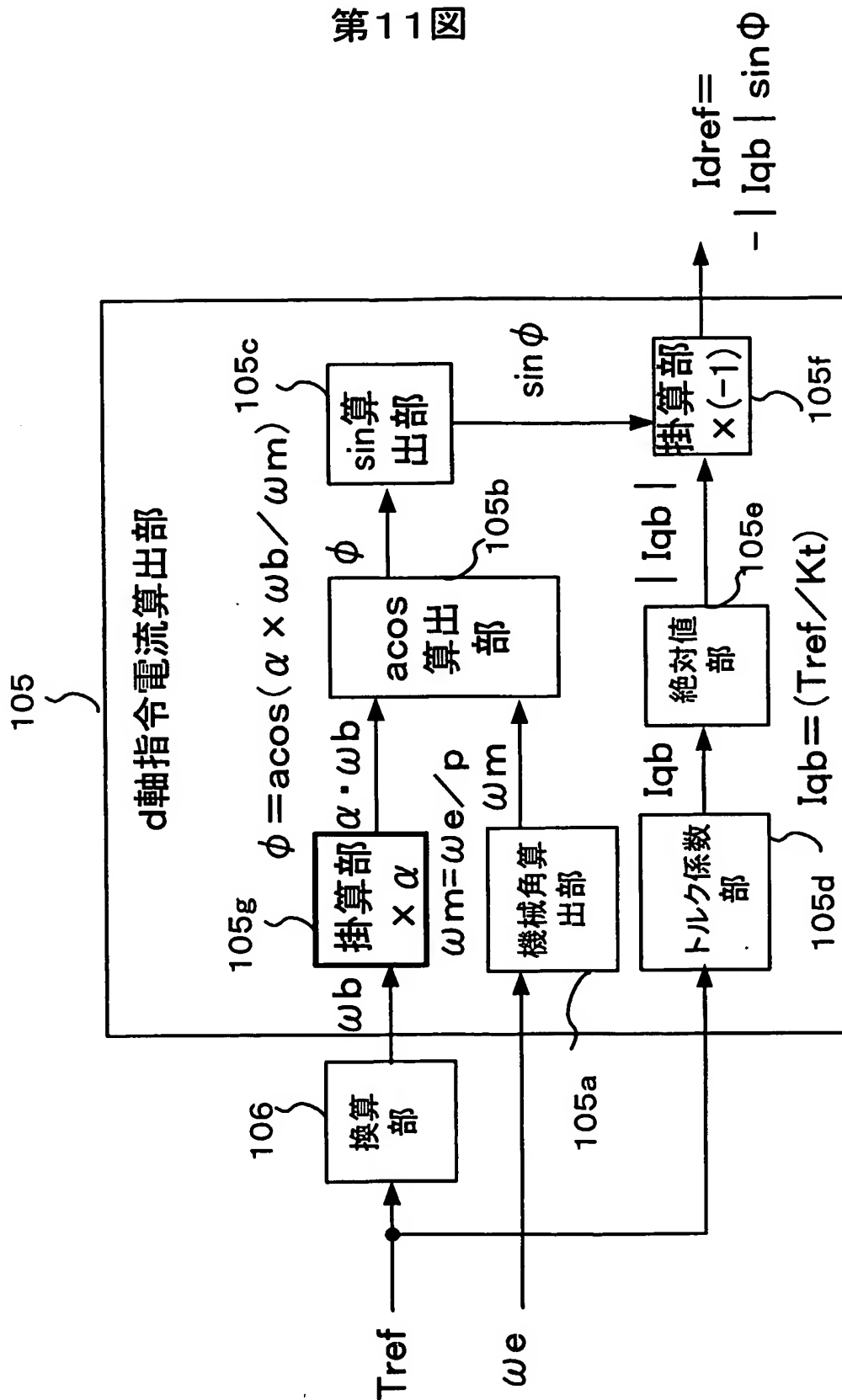
第9図

EMF
(A) $I_d=0$ [A]
(B) $I_d=10$ [A]
(C)

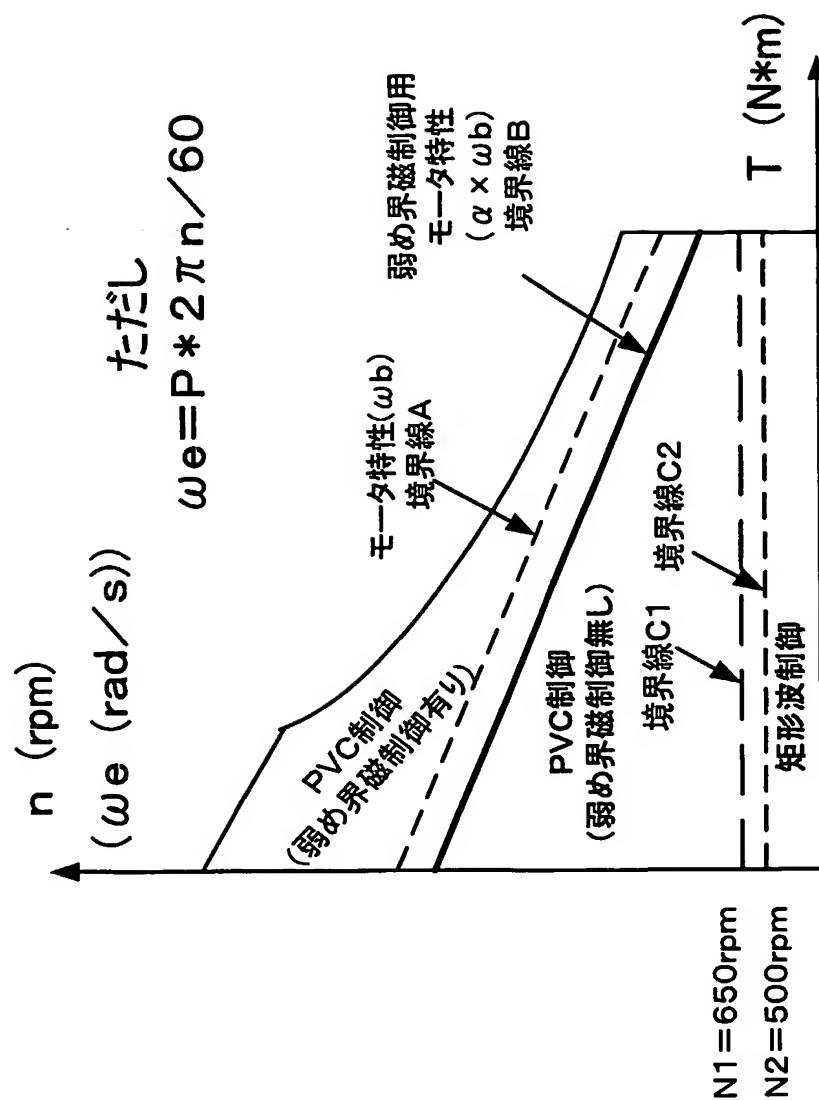
第10図



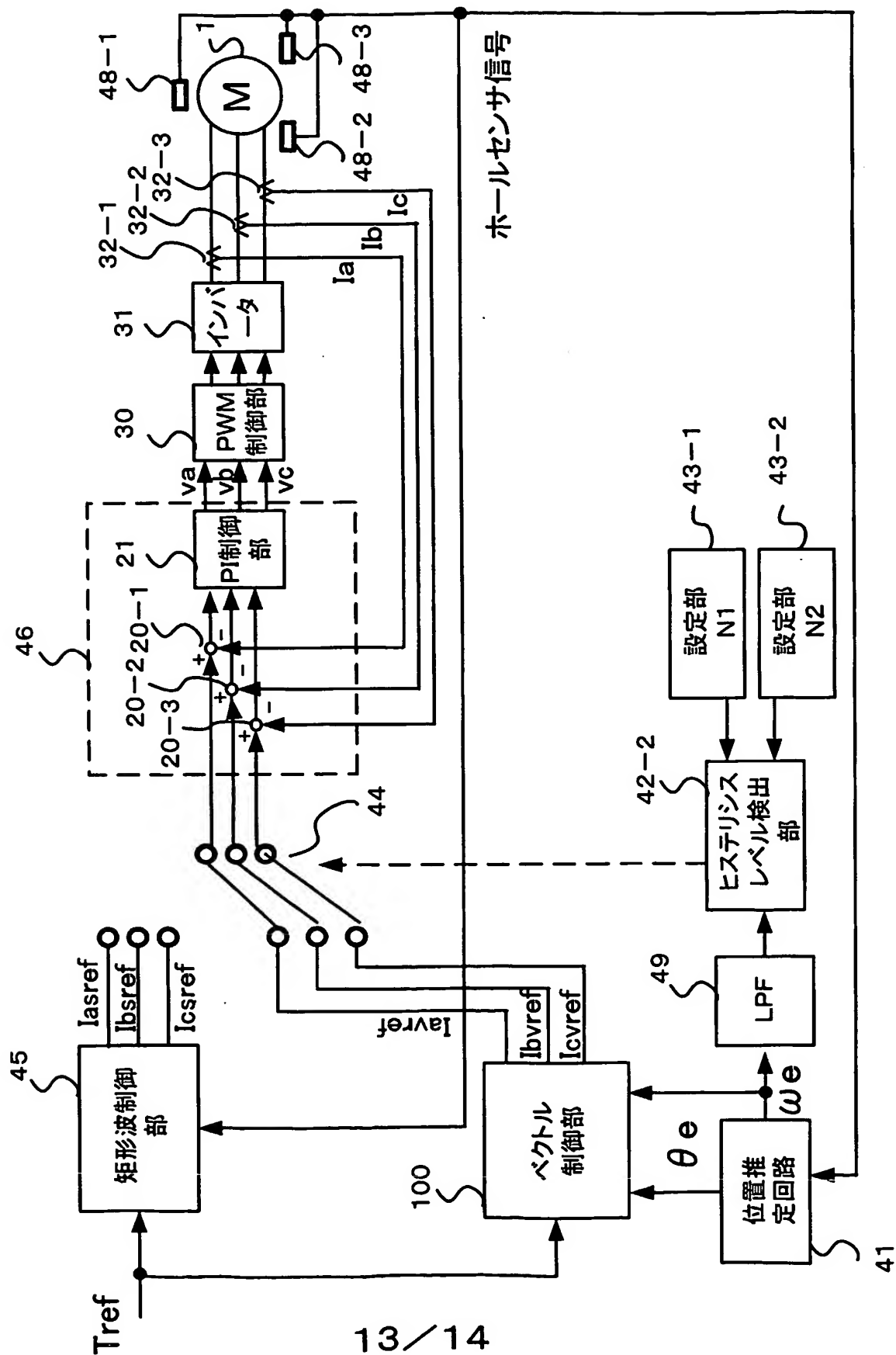
第11図



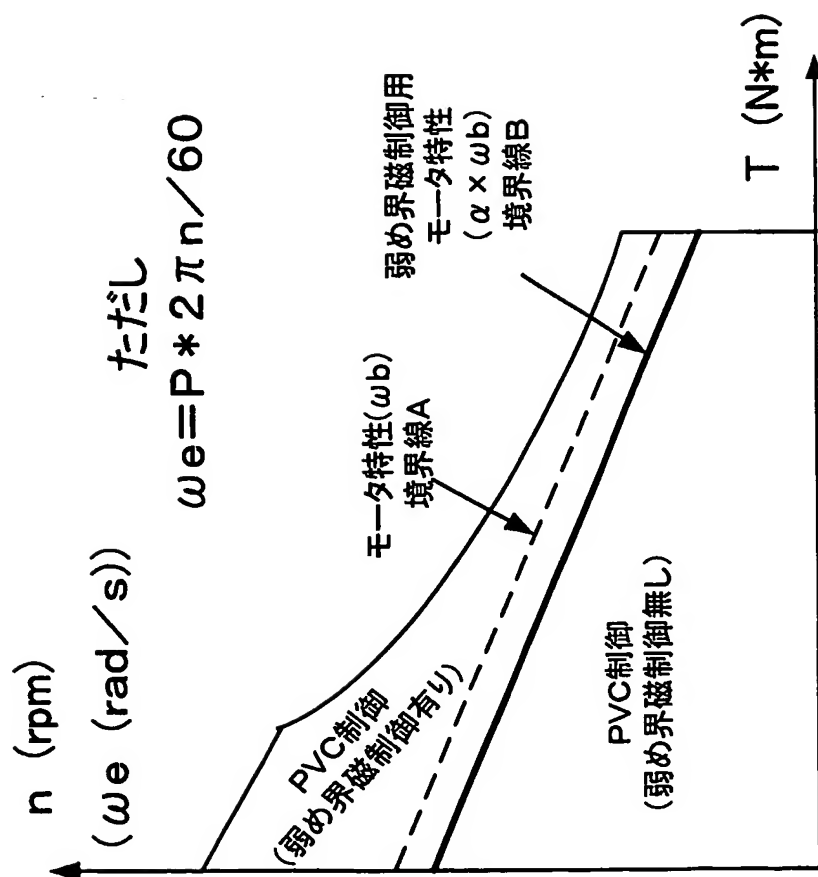
第12図



第13図



第14図



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP03/15900

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl.⁷ H02P7/63, H02P21/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl.⁷ H02P7/63, H02P21/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1926-1996	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2004
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2004	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2004

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 2001-18822 A (Toyota Motor Corp.), 23 January, 2001 (23.01.01), Par. Nos. [0011] to [0066]; Figs. 1 to 4 (Family: none)	1-11
Y	JP 2000-217393 A (Fuji Electric Co., Ltd.), 04 August, 2000 (04.08.00), Par. Nos. [0013] to [0033]; Figs. 1 to 16 (Family: none)	1-11

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

- "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- "E" earlier document but published on or after the international filing date
- "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
- "&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
14 April, 2004 (14.04.04)Date of mailing of the international search report
27 April, 2004 (27.04.04)Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl.⁷ H02P 7/63,
H02P 21/00

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl.⁷ H02P 7/63,
H02P 21/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1926-1996
日本国公開実用新案公報 1971-2004
日本国登録実用新案公報 1994-2004
日本国実用新案登録公報 1996-2004

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y	JP 2001-18822 A (トヨタ自動車株式会社), 23.01.2001, 【0011】-【0066】, 第1-4図 (ファミリーなし)	1-11
Y	JP 2000-217393 A (富士電機株式会社), 04.08.2000, 【0013】-【0033】, 第1-16 図 (ファミリーなし)	1-11

☐ C欄の続きにも文献が列挙されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

- 「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

- の日の後に公表された文献
「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

14.04.2004

国際調査報告の発送日

27.4.2004

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)
郵便番号100-8915
東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

三島木 英宏

3V

3018

電話番号 03-3581-1101 内線 3356

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ ~~FADED TEXT OR DRAWING~~
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.